HAUTES FRÉQUENCES

ELEKTOR
L'ÉLECTRONIQUE CRÉATIVE

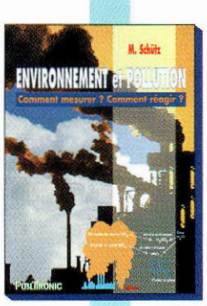
HORS-SÉRIE HF-2

- Spécial «Antennes»
- Appareils de mesure, test et accessoires
- Récepteurs, convertisseurs
- Compléments à certains articles du hors-série HF n°1

ELEKTOR 50 FF 360 FB HORS-SÉRIE

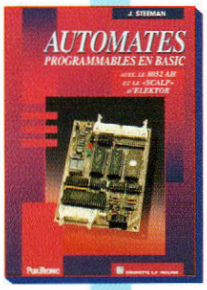
M 5997 - 9510 H- 50,00 F

PUBLITRONIC = LECTURE TOUS AZIMUTS



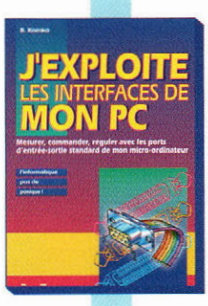
Environnement et pollution • Comment mesurer ? Comment réagir ?

Est-ce un livre d'applications de l'électronique, un livre de chimie, de biologie ou d'écologie ? Il est à la fois tout cela et davantage. Lisez-le ! Si la vie ne vous intéresse pas, si le paysage lunaire est votre idéal et si vous en voulez à mort aux animaux de tout poil, à la nature et à sa diversité, lisez-le aussi, ne serait-ce que pour apprendre dans quel sens va le progrès.
Ce livre parle d'écologie. Il propose des moyens pour chacun de se faire une opinion, il explique, en gros, de quoi il retourne, de quels outils de mesure individuels on dispose et comment ils fonctionnent.
159 FF • 230 pages illustrées • format 14 x 21 cm



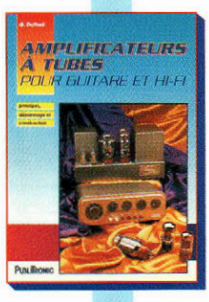
Automates programmables en BASIC • avec le 8052 AH et le SCALP d'ELEKTOR

Il existe un microcontrôleur que vous pouvez programmer en même temps en BASIC et en assembleur Voici le livre qui va avec ! Son contenu riche et varié vous aidera à donner enfin toute la mesure de votre astuce en matière d'automates programmables. Y sont décrits le processeur 8052AH et son BASIC résident mais aussi la fameuse passerelle BASIC-ASSEMBLEUR. A l'occasion de la publication de ce livre, Publitronic vous propose la carte SCALP en kit (voir l'encart à la fin de cette revue) avec un puissant assembleur sur disquette.
249 FF • 250 pages illustrées • format 17 x 23,5 cm • couverture cartonnée, avec les schémas et les dessins de circuits imprimés, et les listings du livre et la documentation de l'assembleur sur disquette 3,5"



J'exploite les interfaces de mon PC • Mesurer, commander, réguler avec les ports standard de mon PC

L'informatique ? Pas de panique ! Pour tout savoir sur les ports standard de votre PC, sur leurs caractéristiques matérielles et sur la manière de les commander à l'aide de petits programmes simples et rapides.
Même si vous débutez, ce livre vous donnera la matière à faire des expériences captivantes et instructives sous la forme de circuits de saisie, de comptage, de régulation, de mesure, de conversion, mais aussi un circuit de programmation d'EPROM, un oscilloscope à mémoire, et même des applications du bus I^2C.
155 F • 155 pages • format 14 x 21 cm

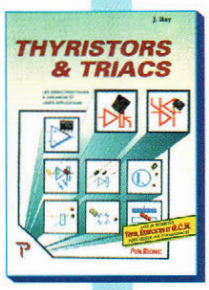


Amplificateurs à tubes pour guitare et Hi-Fi • Principes, dépannage et construction

Référence moderne (et en français!) pour tous les amateurs de tubes. L'auteur présente les composants et les techniques des amplificateurs à tubes pour instruments de musique : diode, triode, pentode, étages d'entrée, correction de tonalité, déphasage, fonctionnement en classe A, push-pull, caractéristiques de tubes courants etc. Il donne ensuite des conseils pour la réparation des amplificateurs à tubes, un recensement des pannes et leur suppression, étage par étage. Pour finir, le lecteur trouvera la description de trois appareils à construire soi-même: un amplificateur pour guitare de 6 W, un amplificateur pour guitare de puissance moyenne et un amplificateur hi-fi de puissance à tubes.
229 FF • 185 pages • format 17 x 23,5 cm • couverture cartonnée

Concevoir et réaliser un éclairage halogène • La technique, les composants et leur mise en œuvre

Les lampes à halogène éclairent bien. Les lampes à halogène sont chères. Les accessoires pour réaliser soi-même un éclairage halogène sont disponibles de plus en plus facilement. Il vous reste à trouver les connaissances de base et les instructions pratiques indispensables pour passer à l'action. C'est chose faite. Dans ce nouveau livre Publitronic vous trouverez des idées lumineuses pour réaliser vous-même de passionnants assemblages électro-mécaniques d'éclairage halogène.
En toute sécurité !
99 FF • 150 pages • avec schéma de télécommande infra-rouge et gradateur • format 14 x 21 cm



Thyristors & Triacs

Principes et utilisation des semi-conducteurs à avalanche

Plus de 280 pages d'explications, plus de 400 schémas inédits, et de nombreux exercices pour tester vos connaissances
199 F • 283 pages • format 17 x 23,5 cm

L'art de l'amplificateur opérationnel

Le composant et ses principales utilisations

Plus de 170 pages, 200 schémas, graphiques et exercices (avec leurs corrigés !)
155 F • 171 pages • format 17 x 23,5 cm

Alarme ? Pas de panique ! • Guide de l'installation réussie

«Dis-moi comment a été installée ton alarme et je te dirai ce qu'elle vaut». Ce guide pratique de l'installation d'un système d'alarme à partir de composants de qualité, disponibles couramment, présente en détail tous les capteurs, détecteurs, et avertisseurs possibles ainsi que les divers accessoires, les différents types de centrales et les alimentations, insiste sur le choix du bon mode de câblage , et donne de nombreux conseils d'installation. **95 FF • 88 pages • format 19 x 19 cm**

PUBLITRONIC BP59 – 59850 NIEPPE

Commandez par correspondance avec le BON DE COMMANDE à la fin de la revue, ou par MINITEL : 3615 code ELEKTOR, mot-clé PU (0,99 F/mn) • Nos ouvrages sont disponibles chez les revendeurs de composants électroniques et chez les libraires spécialisés

SOMMAIRE

Pour commencer

4 Courrier des lecteurs en forme d'avant-propos
La rubrique à ne pas manquer ! Votre courrier a été abondant après le premier numéro hors-série hautes-fréquences d'ELEKTOR et la plupart des questions posées trouveront ici une réponse collective.

94 Circuits imprimés en libre service
Tous les dessins de circuits imprimés de ce numéro.

77 Écrêteur-secteur
Les parasites n'arrivent pas seulement par les antennes, il faut aussi se prémunir efficacement du côté du réseau électrique.

Pour mesurer

6 Affichage numérique de fréquence pour le récepteur VHF/UHF
A la demande générale, voici le complément indispensable au récepteur AM/FM à large bande décrit dans le premier numéro hors-série hautes-fréquences d'ELEKTOR.

14 LC-mètre à compensation automatique de résistance de perte
L'outil par excellence de l'amateur de hautes-fréquences. Un appareil de mesure de conception typiqement «elektorienne».

23 Générateur HF étalon
Passez les harmoniques au peigne fin, en HF sur une fondamentale de 1 MHz ou en VHF sur une fondamentale de 10 MHz...

37 Sonde HF
Une sonde active pour des signaux jusqu'à 100 MHz.

Pour démoduler

90 Adaptateur BLU
La BLU pour tous, par l'étude du principe puis par l'expérimentation grandeur nature.

Pour recevoir

28 Récepteur à conversion directe pour la bande des 20 mètres
La bande des 14 MHz est la plus intéressante pour tenter une petite sortie du domaine des superhétérodynes et aller tâter de la conversion directe.

38 Convertisseur 950 - 1750 MHz avec antenne discône
Grâce à un tuner bon marché, le récepteur VHF/UHF du premier numéro hors-série hautes-fréquences va pouvoir ouvrir grand ses oreilles bien au-delà de 900 MHz.

82 Récepteur AM/FM VHF
Récepteur compact et sensible pour le bandes entre 80 MHz et 135 MHz, avec possibilité de déplacer vers le haut la limite de fréquences, pour accéder à la bande des 2 mètres.

Pour comprendre

48 Appareillage simple et bon marché pour mesures sur antennes
Deux techniques de mesure d'antennes pour mieux comprendre leur fonctionnement.

Antennes

56 Antenne active à large bande
Pour les fréquences de 10 kHz à 220 MHz.

60 Antenne active symétrique
Du bénéfice de l'adjonction d'un préamplificateur symétrique sur la suppression des parasites.

67 Antenne à nappe horizontale pour les 80 mètres
Antenne «flat-top» utilisable (aussi) à l'intérieur d'une habitation.

70 Antenne 144 MHz
Neuf éléments assemblés selon le principe Yagi-Uda.

Courrier des lecteurs

Cette rubrique, ouverte à tous, introduit ce nouvel hors-série d'Elektor tout en résumant succinctement le courrier reçu suite à la publication, l'an dernier, du hors-série Elektor Hautes-Fréquences nº1.
Soyez nombreux à m'envoyer vos critiques, vos remarques, vos suggestions, et bien entendu les descriptions détaillées de tous les problèmes qui se poserainet éventuellement lors de la réalisation d'un montage électronique de ce Hors-Série n°2. D'ailleurs l'absence de problème mérite aussi qu'on en parle. Cela nous permettra de mieux orienter le style des prochains articles, en fonction des difficultés ou des malentendus rencontrés.

Que faire lorsqu'un montage ne veut pas fonctionner, ou fonctionne mal, alors que tout semble correct ? Qui n'a pas buté sur des circuits qui fonctionnaient sur la table du labo, mais ne voulaient plus rien entendre une fois placés sur un connecteur ou dans un boîtier. Les raisons de ce comportement bizarre s'appellent bien souvent micro-coupure ou soudure froide. Les contraintes mécaniques appliquées à une platine montée provoquent l'interruption d'une liaison qui était déjà boiteuse et n'établissait qu'un contact partiel. Solutions : fer à souder, loupe et ohmmètre. Il y a un truc pour pouvoir mesurer les continuités en appliquant une pression quasi nulle sur la platine. Il faut prolonger les pointes de test par des aiguilles de seringue. L'extrémité acérée permet de percer n'importe quel résidu de résine ou couche d'oxydation pour obtenir un contact franc sans appuyer sur le circuit imprimé. Si vous demandez des seringues à insuline à votre pharmacien, les aiguilles minuscules vous permettront de contrôler la continuité de câbles plats, par exemple, sans même laisser de traces de perçage sur l'isolant.

*Le récepteur VHF/UHF du premier numéro a suscité un volumineux courrier. Pour utiliser ce montage avec un autre modèle de tuner, la seule condition à respecter est bien évidemment que sa fréquence intermédiaire soit toujours de 33 MHz, afin de pouvoir utiliser tout le reste du circuit initial. Il faut aussi disposer d'une documentation fiable sur le modèle choisi. La grande et bonne nouvelle est la disponibilité (**enfin** !) du circuit imprimé pour ce montage.*
Sa référence est 926001-A. On le trouvesur le bon de commande à la fin de la revue, bien qu'il n'apparaisse pas dans la liste des platines EPS de la page 98.

Certains d'entre vous ont rencontré des difficultés de réception ou ont signalé un manque de sensibilité sur certaines bandes. Il est difficile de couvrir efficacement un spectre de fréquences aussi large que celui du récepteur avec une aiguille à tricoter pour toute antenne ; cet ersatz ne sert qu'aux réglages. On ne le répétera jamais assez : tant vaut l'antenne, tant vaut la réception. Vous devez choisir l'une ou l'autre bande de fréquences et installer un système d'antenne adéquat si vous voulez obtenir le meilleur résultat de votre récepteur VHF/UHF. La seule antenne omnidirectionnelle à très large bande que je connaisse est l'antenne discône, d'ailleurs utilisée pour le convertisseur 950--1750 MHz ; mais imaginez son encombrement pour la rendre utilisable à partir de 50 MHz et toujours efficace à 500 ! Et il resterait de toutes façons à couvrir (théoriquement) la bande de 500 à 860 MHz, par exemple au moyen d'une antenne YAGI à large bande prévue pour l'UHF en télévision. Heureux sont ceux qui ont de la place !

Le numéro HORS-SÉRIE HAUTES-FRÉQUENCES Nº1 d'ELEKTOR, toujours disponible chez l'éditeur (cf bon de commande encarté à la fin de la revue) proposait une rubrique intitulée MAIKESKIDI, avec les définitions élargies de la terminologie utilisée en Hautes-Fréquences. Il contient également un article « de base » sur la fabrication des circuits imprimés
Nous vous recommandons de vous y reporter.

en forme d'avant-propos et inversement

Il y a eu une coquille dans l'impression de la liste des composants du récepteur pour satellites. P5 et P6 sont deux potentiomètres de 100 Ω, R16 vaut 10 kΩ, R17 vaut 56Ω, et TR1 de la figure 3 est CV1 de cette liste.
Egalement dans le premier numéro hors-série HF, le chimiste de service a commis deux erreurs qu'il convient de corriger ici : la soude caustique (NaOH) à 10 grammes par litre titre 0,25 molaire et pas 0,5 molaire ; le perchlorure de fer ($FeCl_3$) est un sel ferreux et non ferrique. Mille excuses ! Le même chimiste a vu rouge quand on lui a dit qu'on pouvait rejeter des produits dilués à l'égout. Voici ce qu'il en pense, et je crois qu'il n'a pas tort :
100 grammes de soude balancés dans la nature, que ce soit dans un litre ou dans dix litres d'eau, ce seront toujours 100 grammes de soude dans la nature. Et si tout le monde tenait le même raisonnement ? Les petits ruisseaux font les grandes rivières, gardons-les propres.
Il m'a aussi demandé de placer un petit mot pour les piles au mercure. Même les pharmaciens les récupèrent désormais pour les incinérateurs. Message transmis.
Je crois aussi qu'il est utile de rappeler que les photos publiées sont souvent celles de prototypes réalisés par les auteurs des articles publiés. Le circuit imprimé définitif, bénéficiant de toutes les corrections et améliorations de dernière minute, n'est pas toujours disponible au moment de faire la photo. Ne vous étonnez donc pas si les circuits imprimés fournis par Publitronic présentent l'une ou l'autre divergence par rapport à ce que vous voyez sur les photos. Ces circuits et les dessins de pistes correspondants publiés dans la revue (en vue de la fabrication des typons) peuvent avoir été remaniés avant d'être mis à votre disposition. Une petite mise au point ne ferait pas de mal à ce sujet.
A en croire certaines rumeurs persistantes, nous ferions «exprès de faire des fautes dans la revue». C'est faux ! Nous déployons, au contraire, tout notre savoir-faire et des trésors de patience pour lire et relire, vérifier et revérifier tout ce que nous imprimons. Nous comprenons, certes, que pour un lecteur frustré par un ou plusieurs échecs, la tentation soit forte de s'ériger en victime d'une machination féroce qui n'aurait d'autre but que de «faire vendre du composant», comme on nous l'a déjà reproché.

Si vous découvrez seulement la HF, si vous êtes déjà mordu (je n'ose pas dire contaminé), ne restez pas seul dans votre coin. Quelles que soient vos connaissances ou vos compétences, affiliez-vous à un club de radioamateurs. Il n'est pas nécessaire d'être en possession d'une licence pour en faire partie, au contraire : les radioamateurs licenciés sont là pour vous aider à passer et réussir le ou les examens nécessaires à l'obtention de cette licence, par l'organisation de cours de télégraphie et de radioélectricité. Vous serez le bienvenu, et il y aura toujours quelqu'un pour vous dépanner, dans quelque domaine que ce soit.
Elektor ne propose pas de kits pour les montages publiés. Achetez vos composants chez les revendeurs spécialisés. C'est leur métier.
Ce sera tout pour cette fois-ci. N'en déplaise à certaines mauvaises langues, la galanterie ne perd pas ses droits en HF ; je ne saurais donc vous quitter sans avoir salué Mademoiselle Roselyne Pachy, de Douai, la seule personne du beau sexe qui m'ait écrit. Bonjour, bonne lecture, bonne réception et au revoir !

Jean-Denis Charmyer

P.S. Avis aux amateurs : la rédaction des numéros Hors-Série d'Elektor prépare en ce moment un numéro Hors-Série AUDIO, avec entre autres, des montages d'Elektor inédits, lequel sera disponible en kiosque et chez les marchands de journaux début décembre. Ouvrez-l'oeil et... vos oreilles !

Affichage numérique de fréquence pour le récepteur VHF/UHF

Le récepteur AM/FM à large bande décrit dans le premier numéro hors-série HF d'Elektor ne pouvait être complet sans l'adjonction d'un affichage qui puisse vous permettre de connaître la fréquence exacte de l'émetteur reçu. Cette lacune est comblée par le fréquencemètre à affichage numérique décrit dans cet article !

Cet appareil de mesure prend la forme d'un fréquencemètre muni d'un afficheur à quatre chiffres ; il est en outre équipé d'un dispositif de présélection et permet la mesure de fréquences de plus de 30 MHz. Le circuit imprimé peut également être utilisé tel quel pour la fabrication d'un fréquencemètre "normal", destiné au travail de laboratoire.

Description du schéma

Le schéma du fréquencemètre est reproduit en **figure 1**. Il est d'une remarquable simplicité, grâce à l'utilisation d'un circuit de Harris Semiconductors, le ICM7217AIPI (IC1), qui reprend à lui seul les fonctions de comptage, décomptage, préréglage et commande des quatre afficheurs numériques à LED (*Light Emitting Diode* ou diode électroluminescente). Le circuit de l'affichage proprement dit est représenté en **figure 2**.

Le circuit intégré ICM7217AIPI passe de la fonction de simple compteur à celle de fréquencemètre par l'adjonction des circuits IC5 et IC6d. La base de temps consiste en un oscillateur à cristal formé par l'ensemble X1 / IC2 suivi d'une chaîne de diviseurs représentés par les circuits IC2, IC3 et IC5. Le signal d'entrée parvient au diviseur IC4 après avoir été amplifié et/ou remis en forme par le transistor T1. Le signal fourni par l'une des sorties de ce circuit est ensuite appliqué à l'entrée du compteur IC1 (broche 8) à travers la porte IC6d, qui est ici utilisée en temps qu'interrupteur électronique commandé par le signal disponible à la broche 12 de IC5. Cette sortie dénommée CO (de *Carry Out* ou report), fournit un signal rectangulaire symétrique appelé dans cette circonstance "signal de porte" parce qu'il définit l'intervalle de temps pendant lequel les impulsions en provenance de IC4 seront comptabilisées par le compteur IC1. Les diodes D1 à D16, quant à elles, permettent de

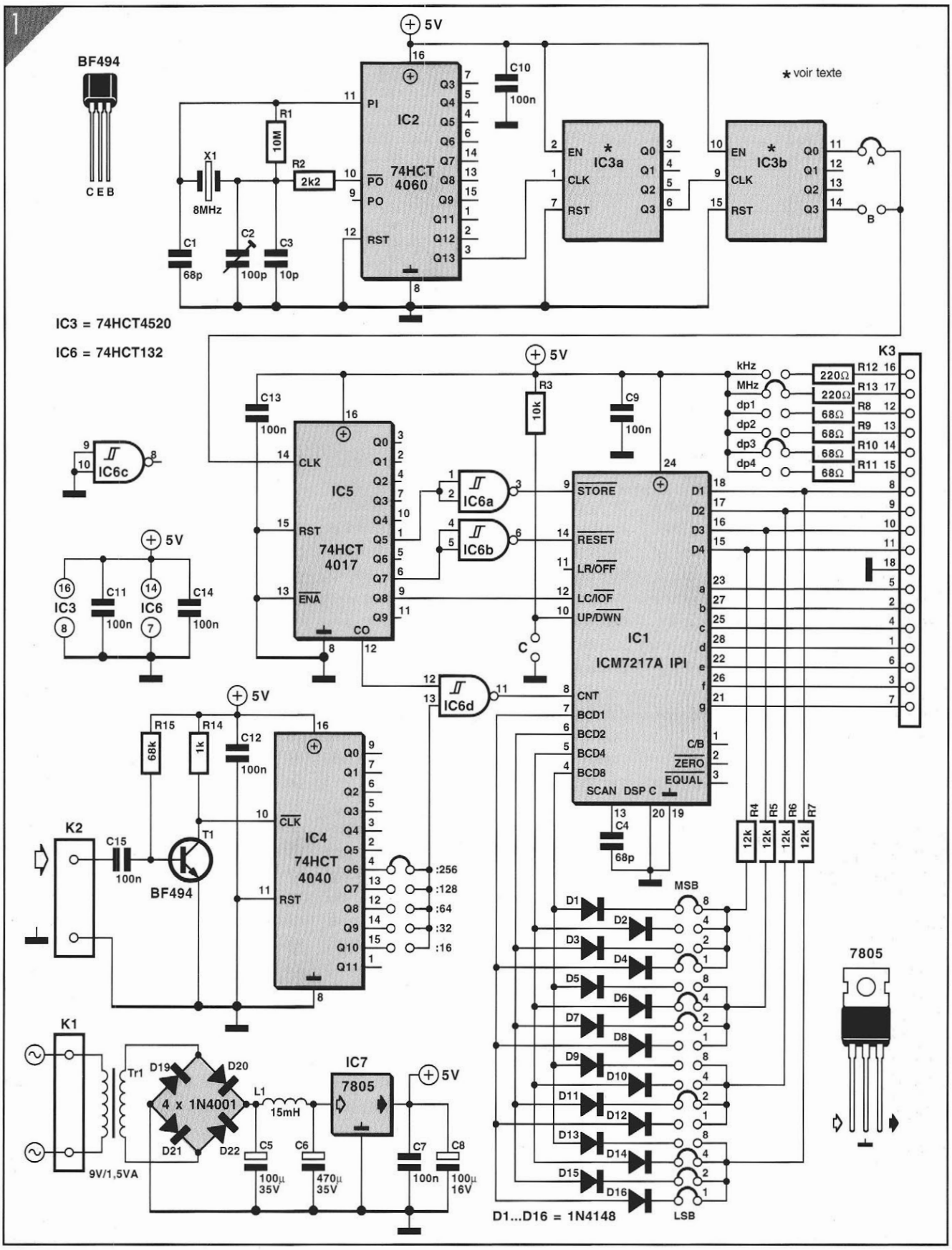


Figure 1 : Schéma du fréquencemètre et de son alimentation. Les diodes D1 à D16 servent à programmer le décalage en fréquence.

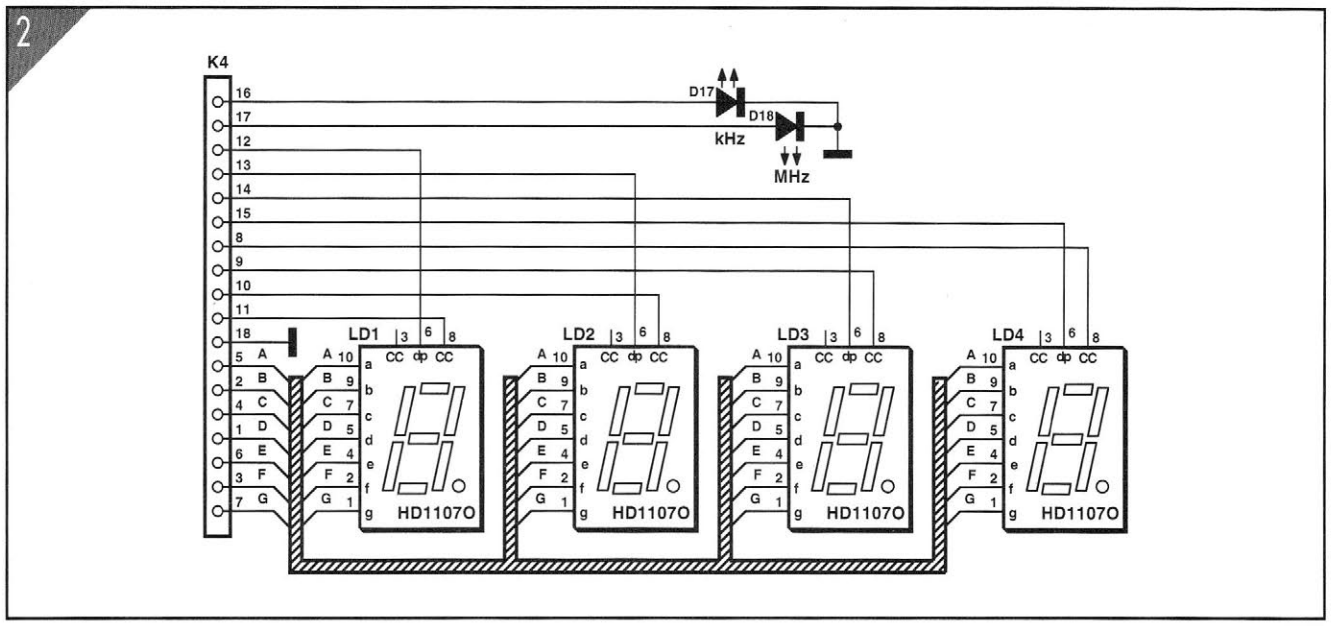


Figure 2 : Schéma de l'affichage à quatre chiffres.

prérégler le compteur à une valeur quelconque comprise entre 0000 et 9999. Nous justifierons ultérieurement le choix du compteur utilisé, et nous verrons également comment parvenir à l'affichage décimal correct d'une fréquence divisée par 256 (ou 64, selon le type de tête HF utilisée dans le récepteur VHF/UHF), décalée de 37,3 MHz, tout en n'ayant recours qu'à des diviseurs binaires!

L'impulsion en provenance de la base de temps, et qui contrôle l'ouverture de la porte IC6d, doit être parfaitement calibrée si l'on veut obtenir un affichage correct de la fréquence reçue ; c'est pourquoi elle est obtenue à partir d'un oscillateur piloté par cristal. Elle fait partie du cycle de comptage exécuté par le circuit de Harris Semiconductors (qui comprend également le chargement de valeur initiale et l'adressage de l'affichage) et doit donc arriver à un instant bien déterminé de ce cycle afin d'envoyer les impulsions à compter par IC1 au moment voulu.

C'est le circuit intégré IC5, de la série des 4017 (comptage/décomptage par 10 avec décodage décimal incorporé), qui joue le rôle de meneur de ballet. Avant de voir comment il s'y prend pour orchestrer tout son petit monde d'impulsions, il n'est pas inutile de se rafraîchir la mémoire à propos du mode de travail de ce compteur en jetant un coup d'œil à la **figure 3**, qui représente le diagramme temporel des impulsions présentes aux différentes broches de ce circuit. Les lignes numérotées de 0 à 9 représentent les valeurs prises successivement par les sorties "Q" de IC5 lors de l'application d'une dizaine d'impulsions à l'entrée horloge, les entrées Reset (RST) et Non-Clock Enable ($\overline{ENA}$) étant quant à elles maintenues au niveau bas ; seule cette partie du diagramme nous intéresse, compte tenu de la configuration retenue pour IC5.

Les sorties Q0 à Q9 passent successivement au niveau haut lors de chaque flanc montant du train d'impulsions appliqué à l'entrée horloge (CLK) du circuit. La sortie CO est maintenue au niveau haut lorsque l'une des sorties Q0 à Q4 est au niveau haut, et passe au niveau bas pendant l'autre moitié du cycle de comptage, c'est-à-dire lorsque les sorties Q5 à Q9 passent à leur tour au niveau logique 1.
En d'autres termes, cela signifie non seulement que la sortie CO de IC5 délivre une impulsion rectangulaire symétrique dont la fréquence est dix fois plus faible que la fréquence d'horloge, mais également que -et, vu sous cet angle, ceci devient très important pour le calcul du temps de porte- cette sortie délivre une impulsion positive dont la longueur est égale à CINQ fois la durée d'un cycle du signal d'horloge appliqué à l'entrée CLK du circuit.

Voyons à présent comment se déroule un cycle complet de mesure de fréquence, effectué par le circuit IC1 sous les ordres du circuit IC5. Pendant la durée des cinq premières impulsions d'horloge, la sortie CO de IC5 est au niveau haut : la porte IC6d est donc "ouverte". Ceci permet aux impulsions en provenance de T1 et IC4 d'atteindre l'entrée de comptage (CNT) du circuit IC1 ICM7217AIPI. Le résultat obtenu est mémorisé dans un tampon de quatre chiffres intégré à ce circuit.

A la sixième impulsion d'horloge, la sortie CO de IC5 passe au niveau bas. Le temps de porte est à présent écoulé, et le dernier contenu du tampon va être dirigé vers un circuit de décodage pour afficheur à quatre chiffres, également incorporé au circuit IC1. Cette opération est exécutée lorsque la sortie Q5 de IC5 passe au niveau haut, ce qui provoque, par l'intermédiaire de la porte IC6a, l'application d'un niveau bas à l'entrée $\overline{STORE}$ (Mémoriser sur niveau bas) de IC1.

Deux impulsions d'horloge plus tard, c'est au tour de la sortie Q7 de IC5 de passer au niveau haut. Par l'intermédiaire de la porte IC6b, un niveau bas est appliqué à l'entrée $\overline{RESET}$ de IC1, ce qui provoque la remise à zéro des compteurs de ce circuit. Lors de l'impulsion d'horloge suivante, la sortie Q8 de IC5, reliée à l'entrée LC (LOAD

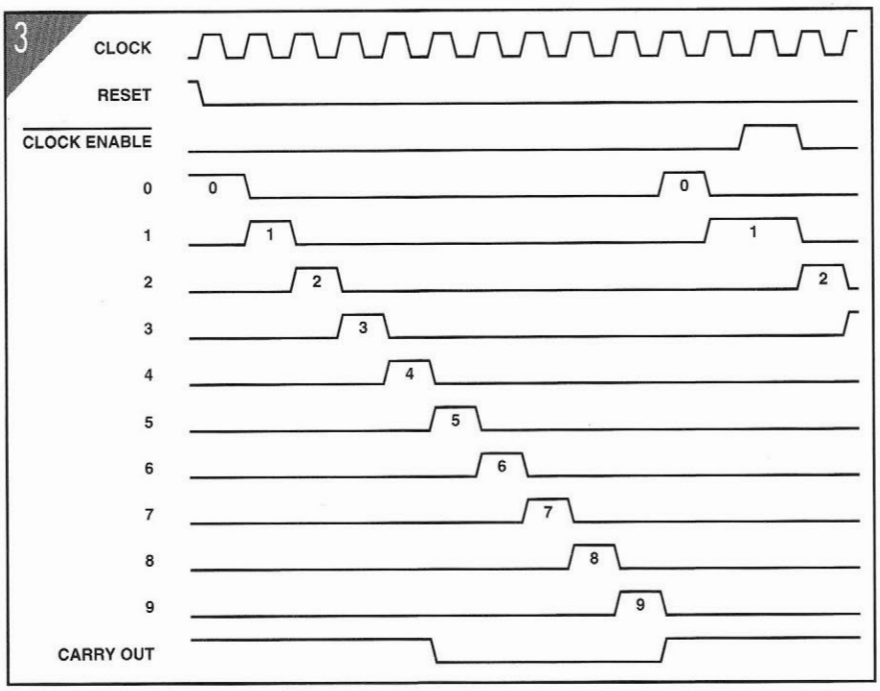


Figure 3 : Diagramme temporel relatif au circuit intégré IC5 du type 74HCT4017.

COUNTERS) de IC1, passe à son tour au niveau haut. La valeur programmée par le jeu de diodes D1 à D16 est alors enregistrée par les circuits de comptage et un nouveau cycle de mesure peut recommencer.

L'entrée du fréquencemètre est à relier à la sortie F ou G du prédiviseur de la tête HF Philips utilisée dans le récepteur VHF/UHF. La fréquence du signal disponible en ce point est égale à celle de l'oscillateur local, divisée par 2^8 ou 2^7 (256 ou 64), en fonction du modèle utilisé. Le niveau de ce signal, de l'ordre de 1 Vpp, est trop faible pour pouvoir attaquer directement un circuit numérique. Qui plus est, les flancs en sont trop peu pentus ! Ces problèmes sont facilement résolus par l'adjonction du transistor T1, qui remplit le double rôle d'amplificateur et de redresseur de...flancs. Le signal appliqué à l'entrée horloge du circuit de comptage IC4 devient ainsi un signal rectangulaire bien propre et ayant l'amplitude optimale de 5 Vpp. Lorsque le pontage indiqué par "256" est placé, le signal appliqué à l'entrée de la porte IC6d est celui provenant de la sortie Q7 de IC4, résultant de la division de la fréquence du signal d'entrée par un facteur de 2^7. La fréquence de l'oscillateur local de la tête HF subit donc une division par un facteur global de $2^8 \times 2^7 = 2^{15}$ ou 32768. Lors de la syntonisation du récepteur sur 860 MHz, la fréquence (maximale) appliquée à la porte IC6d sera égale à $(860 + 37{,}3) \times 10^6 / 2^{15} = 27{,}38...$ kHz. Le temps de porte fixe délivré à partir d'un cristal de 8 MHz par la chaîne de diviseurs IC2, IC3a, IC3b (pontage A placé) et notre meneur de ballet IC5 est de 125 ns x 2^{14} x 2^4 x 2^1 x 5 soit 125 ns x 2^{19} x 5 ou encore 327,68 ms. Comment diable, à partir de ces valeurs biscornues, et même en ne tenant pas compte du décalage de 37,3 MHz ni du type de compteur utilisé pour IC1, obtenir un affichage "humain" de la fréquence réellement écoutée ?

Où suis-je donc, sinon perdu dans l'immensité des plaines éthérées de l'UHF ?

Méthode de calcul

Il est évident que le gros problème à résoudre, dans cette application de mesure de fréquences, provient de la division du signal utile par un facteur qui n'est pas un multiple de 10 : cette fameuse prédivision par 64 ou par 256. Nous avons été habitués à des fréquencemètres utilisant des temps de portes de 1 ms, 100 µs, 10 µs,... et à des divisions de la fréquence du signal d'entrée effectuées par pas successifs de 10, 100, 1000,... Ce n'est hélas pas le cas ici ! Mais il est tout aussi évident -ce fréquencemètre en est la preuve- que cette difficulté n'est pas insurmontable. Voyons comment procéder.

Nous connaissons le signal à mesurer. Avant de pouvoir trouver une réponse à ce "comment", il nous faut définir le but à atteindre avec précision.

La gamme de fréquences à mesurer s'étend, décalage exclus, de 47 à 860 MHz. Si l'on veut concilier facilité de réalisation et faible coût, il faut trouver un circuit intégré contenant la plus grande partie des fonctions nécessaires à la réalisation d'un compteur/décompteur programmable suivi d'un affichage du résultat par chiffres lumineux. Le circuit retenu, le ICM7217AIPI de Harris Semiconductors, répond à ces critères et permet de piloter quatre afficheurs numériques à LED. Dans le même souci de simplicité, nous n' inclurons pas de commutation de gammes de mesures.

À partir des quatre chiffres dont nous disposons, nous pourrons obtenir une lecture du genre 62,4 MHz lors de l'écoute des fréquences les plus basses, ou 756,4 MHz si nous nous trouvons à l'autre extrémité du spectre de fréquences disponibles. Cette restriction nous permet néanmoins une précision d'affichage de ± 50 kHz sur toute la bande de fréquences reçues par le récepteur VHF/UHF, ce qui n'est quand même pas trop mal !

Nous pouvons maintenant définir le signal à appliquer à l'entrée du compteur IC1: puisque l'affichage montre les chiffres 7564 pour une fréquence de 765,4...MHz, il n'est pas sorcier d'écrire, puisque le problème du décalage sera résolu par l'utilisation du circuit intégré de Harris Sc,

Nombre d'impulsions à l'entrée du compteur (NI)=
Nombre d'impulsions pendant une seconde / 100.000 ; c'est-à-dire, en faisant abstraction de l'unité de fréquence, Valeur de la fréquence de l'oscillateur local / 100.000, soit
$NI = Fol / 10^5$

Au niveau de la porte IC6d, nous pouvons également écrire :

NI = fréquence incidente (FI) x temps de porte (Tp), soit :
NI = FI x Tp

où la fréquence incidente est le signal fourni par le circuit IC4, c'est-à-dire la fréquence de l'oscillateur local (Fol) préalablement divisée par 2^8 (dans la tête HF) et ensuite divisée par ce circuit, par un facteur que nous appellerons k1, fonction de la sortie de IC4 choisie. La fréquence incidente FI peut donc être définie par l'expression
FI = Fol / (2^8 x k1),
et où le temps de porte, exprimé en secondes et que nous appellerons Tp, reste l'inconnue à définir. Cet incognito ne durera guère. En effet, il suffit de relier les deux petites égalités entre elles par NI et de les simplifier, comme suit

NI = Fol / 10^5 et
NI = Fol / (2^8 x k1) x Tp

donnent

Fol / 10^5 = Fol / (2^8 x k1) x Tp

ou encore

Tp = k1 x 2^8 / 10^5 s

soit

Tp = k1 x 2,56 ms

Le temps de porte étant créé à partir d'un oscillateur piloté par un cristal de 8 MHz, la période de départ est donc de 125 ns. En supposant k1 égal à 1, il faudra, à l'aide d'une chaîne de diviseurs, multiplier cette durée de base par un facteur égal à 2,56 ms / 125 ns, soit 20480. Le circuit IC5, rappelez-vous, apporte déjà un facteur de multiplication de durée par 5. Le "trou" qui reste à combler est alors de 20480 / 5, soit 4096 ou 2^{12}.

Nous avons trouvé une première solution à notre problème.

Dans le cas de figure où il ne faut utiliser ce fréquencemètre qu'avec un récepteur VHF/UHF équipé d'une tête HF délivrant un signal image de la fréquence de l'oscillateur local résultant de la division de cette dernière par un facteur de 256, on peut appliquer le signal présent au collecteur du transistor T1 directement à l'une des entrées de la porte IC6d (k1 est égal à 1), et le signal commandant l'entrée CLK de IC5 peut être prélevé directement sur la sortie Q12 (division par 2^{12}) du circuit oscillateur/diviseur IC2. Mais ce montage doit également pouvoir être utilisé pour les récepteurs VHF/UHF équipés d'une tête HF délivrant un signal d'une fréquence 64 fois plus faible que celle de l'oscillateur local, et il doit aussi pouvoir fonctionner en tant que fréquencemètre traditionnel, en deux plages de mesure s'étendant respectivement jusqu'à 9,999 MHz et 99,99 MHz, cette dernière limite étant ramenée à environ 30 MHz par les performances propres du circuit 74HCT4040 utilisé pour IC4. La combinaison des quatre temps de porte requis a conduit l'auteur à nous proposer la configuration de schéma représentée par la **figure 1**. Comme il est facile de le constater, le facteur k1 de notre premier calcul est ici choisi égal à 2^7. Ceci nous amène, pour la chaîne de diviseurs formés par IC2, IC3a, IC3b et IC5 à un facteur de division total de 2^7 x 2,56 ms / 125 ns, soit 2621440. La présence du circuit IC5 permet de ramener ce facteur à 2621440 / 5, soit 524228 ou 2^{19}, et il s'agit bien du facteur de division obtenu lorsque le pontage A est placé : 2^{14} x 2^4 x 2^1 est bien égal à 2^{19}. Le pontage dp3 sera installé afin d'éclairer le point décimal correspondant à une lecture exprimée en MHz avec affichage des dixièmes.

Décalage en fréquence

Lorsque les pontages, à l'exception de ceux concernant les diodes D1 à D16, sont placés conformément à la disposition représentée par la **figure 1**, le fréquencemètre affiche, en MHz, la fréquence générée par l'oscillateur local du récepteur VHF/UHF. Pour permettre au fréquencemètre d'afficher la fréquence reçue plutôt que celle de cet oscillateur local, il faut le programmer avec un décalage (*offset*) correspondant à la valeur de la fréquence intermédiaire. Dans le cas du récepteur VHF/UHF, cette fréquence intermédiaire a pour valeur 37,3 MHz. Il faut également définir si le décalage doit être appliqué de manière positive ou négative, c'est-à-dire s'il faut faire afficher par l'appareil un nombre plus grand ou plus petit que celui correspondant à la fréquence réellement appliquée à son entrée. Dans le cas du récepteur VHF/UHF, la fréquence intermédiaire s'obtient par la soustraction de la fréquence du signal reçu de la fréquence de l'oscillateur local. Autrement dit, la fréquence de l'oscillateur local est supérieure à celle du signal reçu et il faudra donc procéder à la programmation d'un décalage négatif.

On conçoit facilement la programmation d'un décalage positif : il suffit d'introduire une valeur de départ dans les compteurs, puis de les laisser compter pendant le temps de porte pour obtenir le résultat final, puisqu'il ne s'agit, dans ce cas, que d'une simple addition.

La même question qu'à propos de la prédivision par 256 surgit : comment faire pour appliquer un décalage négatif ? Comment s'y prendre pour faire soustraire un circuit qui ne peut qu'additionner ?

La réponse est relativement facile à trouver.

On oublie trop souvent qu'un système de comptage, qu'il soit mécanique ou électronique, ne peut PAS compter jusqu'à l'infini : arrivé à la valeur maximale d'événements qu'il puisse comptabiliser, l'événement suivant le fera toujours retomber à zéro : il tourne en rond ! On a également l'habitude, en ce qui concerne ces dispositifs, de les faire démarrer de zéro. Faut-il évoquer la bien nommée impulsion de RAZ, qui hante les rêves de tant d'électroniciens ? Bref, l'idée est la suivante. Puisque ces compteurs tournent en rond et toujours dans le même sens, il suffira de les faire démarrer, AVANT leur passage par zéro, d'une position décalée d'un nombre d'unités égal au décalage négatif souhaité. Comment définir cette position de "faux départ" ? Tout simplement en

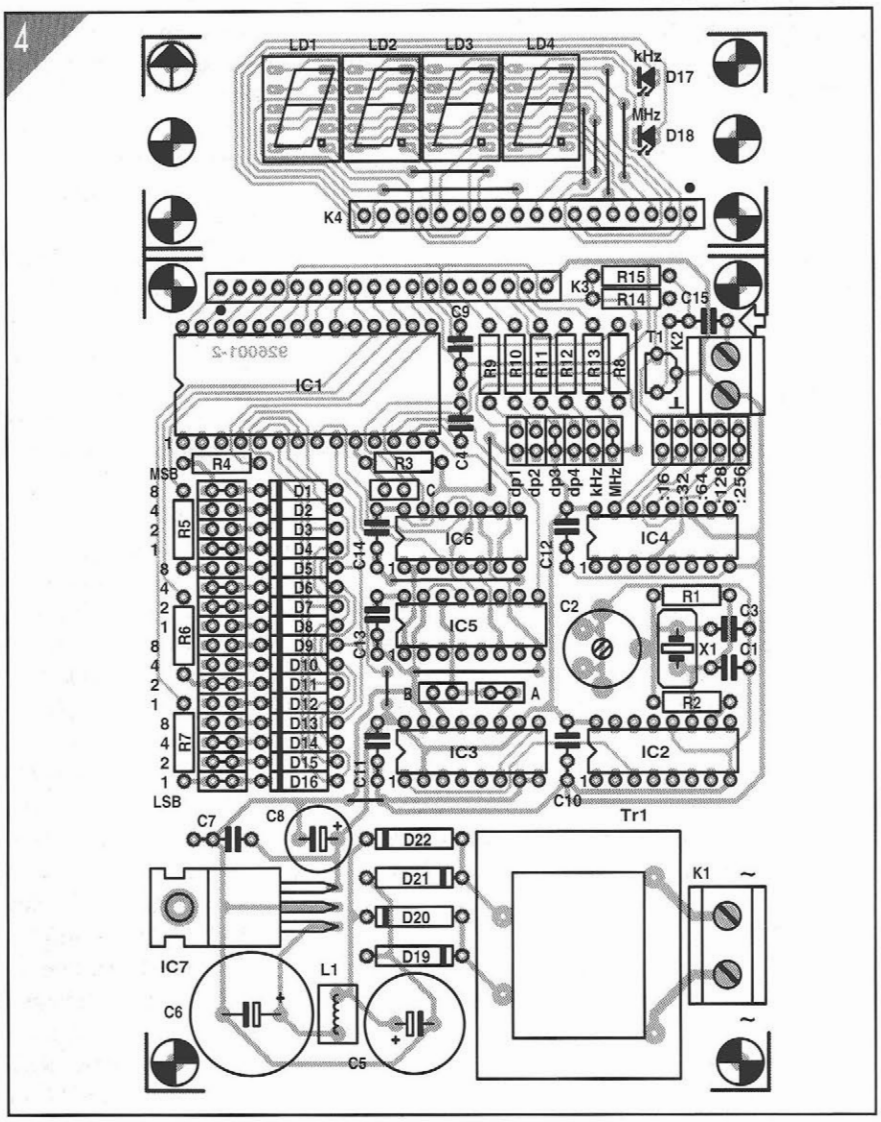


Figure 4 : Sérigraphie du circuit imprimé du fréquencemètre.

soustrayant la valeur du décalage souhaité du nombre d'événements qui font exécuter un cycle complet au système de comptage !

Vous désirez obtenir un décalage négatif de 3 unités sur un compteur capable d'enregistrer jusqu'à 999 événements ? Il faut donc 1000 événements pour lui faire exécuter un cycle de comptage complet.
Le point de faux départ sera fixé à 1000 – 3 = 997. Calculez vous-même : le compteur indiquera UN après l'apparition de l'événement numéro QUATRE. Exact ?
Le compteur du fréquencemètre travaille par centaines de kHz, puisqu'il affiche une décimale après l'unité de Mégahertz. La fréquence intermédiaire, exprimée dans la même unité, est représentée par le nombre 373. Puisque le dit compteur est capable de comptabiliser un maximum de 9999 impulsions, c'est bien évidemment l'impulsion numéro 10.000 qui le fera retomber à la valeur zéro. Appliquons notre méthode de calcul : le "point de faux départ" à programmer sera représenté par la valeur 10.000 – 373 = 9627.

La sortie D1 de IC1 commande l'affichage du chiffre le moins significatif. Il faudra appliquer, par l'intermédiaire des diodes D13 à D16, la valeur binaire correspondant à "7" aux entrées BCD8,

LISTE DES COMPOSANTS DE L'AFFICHAGE NUMÉRIQUE

• Résistances :
R1 = 10 MΩ
R2 = 2,2 KΩ
R3 = 10 KΩ
R4 à R7 = 12 KΩ
R8 à R11 = 68 Ω
R12, R13 = 220 Ω
R14 = 1 KΩ
R15 = 68 KΩ

• Condensateurs :
C1, C4 = 68 pF
C2 = 100 pF rég.
C3 = 10 pF
C5 = 100 µF / 35 V rad.
C6 = 470 µF / 35 V rad.
C7, C9 à C15 = 100 nF
C8 = 100 µF / 16 V rad.

• Inductance :
L1 = 15 mH

• Semiconducteurs :
D1 à D16 = 1N4148
D17, D18 = LED rouge 3 mm
D19 à D22 = 1N4001
T1 = BF494
IC1 = ICM7217AIPI
IC2 = 74HCT4060
IC3 = 74HCT4518 ou 74HCT4520 – voir texte
IC4 = 74HCT4040
IC5 = 74HCT4017
IC6 = 74HCT132
IC7 = 7805
LD1 à LD4 = HD11070

• Divers :
interrupteur secteur bipolaire
X1 = cristal 8 MHz
K1 = bornier pour CI., pas de 7,5 mm
K2 = bornier pour CI., pas de 5 mm
K3 = connecteur SIL femelle à 18 contacts
K4 = connecteur SIL mâle coudé pour dito
Tr1 = transformateur 9 V / 1,5 A pour montage sur CI., tel que Monacor VTR1109
Boîtier métallique de 80 x 150 x 132 mm, tel que Telet LC470

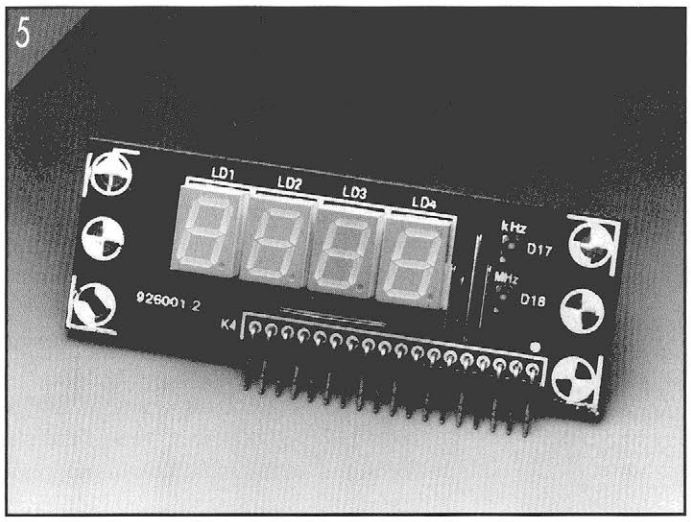


Figure 5 : Prototype de l'affichage complètement assemblé.

BCD4, BCD2 et BCD1 permettant la programmation du circuit IC1. Trois pontages seront placés, aux positions 1, 2, et 4.

La sortie D2 de IC1 commande l'affichage du chiffre de poids immédiatement supérieur. Ici, il suffira de placer un pontage en position 2 du groupe de diodes D9 à D12 pour programmer le chiffre "2".

La sortie D3 de IC1 commande l'afficheur suivant. Puisqu'il faut ici programmer un "6", deux pontages seront utilisés pour les positions 2 et 4 du groupe de diodes D5 à D8.

And, last but not least, la sortie D4 de IC1 commande l'affichage du chiffre le plus significatif. Deux pontages seront nécessaires pour programmer le chiffre "9", ils seront placés aux positions 1 et 8 du groupe de diodes D1 à D4.

N'oubliez pas de placer le pontage "dp3" pour le point décimal, "MHz" pour l'éclairement de la LED de même nom, ainsi que les pontages "A" et "256" si votre tuner correspond au modèle avec prédiviseur par 256.

Et voilà ! Ce n'était pas plus difficile que cela...

Le pontage "C" définit le mode de comptage du circuit IC1. Celui-ci peut en effet être utilisé comme compteur ou comme décompteur, lorsque la broche 10 de ce circuit est mise à la masse. En ce qui concerne le récepteur VHF/UHF, la valeur de l'affichage doit augmenter lorsque la fréquence de l'oscillateur local augmente, puisque la valeur de la fréquence reçue varie dans le même sens. Le circuit ICM7217AIPI doit donc fonctionner en mode de comptage, et le pontage "C" n'est pas placé. Le mode de décomptage devra être utilisé si vous employez ce fréquencemètre avec d'autres récepteurs, où la fréquence intermédiaire est supérieure à celle du signal reçu et à celle de l'oscillateur local, puisque dans ces conditions la fréquence du signal reçu diminue lorsque la fréquence de l'oscillateur local augmente : il s'agit en fait de récepteurs dans lesquels la fréquence intermédiaire est obtenue par addition des deux fréquences précitées, et non par soustraction comme c'est communément le cas. Dans ces conditions, le pontage "C" sera mis en place.

Fréquencemètre traditionnel

Nous vous en avons déjà touché quelques mots: le circuit imprimé prévu pour ce fréquencemètre programmable permet également de construire un fréquencemètre traditionnel. Il suffit de remplacer le circuit intégré IC3 74HCT4520 (un double compteur binaire) par son homologue décimal : un circuit du type 74HCT4518. Ce type de fréquencemètre ne nécessitant pas de décalage en fréquence, les diodes D1 à D16 ne seront pas placées. Aucune modification du circuit imprimé n'est requise, puisque les circuits des familles 4520 et 4518 sont virtuellement identiques. En effet, seul les signaux fournis par les sorties Q2, Q3 et Q4 sont différents : ils résultent de la division du signal d'horloge par 4, 8 et 16 dans le premier cas, et par 5, 10 et 10 dans le second.

Pour la mesure de fréquences comprises entre 0,01 et 30,... MHz, placez le pontage "A" pour IC3, le pontage ":16" pour IC4 ainsi que les pontages "dp2" et "MHz". La fréquence la plus élevée qui puisse être mesurée par le fréquencemètre dépend des performances du transistor T1 et du circuit intégré IC4. Si vous avez de la chance, il n'est pas impossible qu'elle soit beaucoup plus élevée que 30 MHz.
Il est également possible de programmer le fréquencemètre pour une plage de mesure de fréquences s'étendant de 1 à 9999 kHz. Pour ce faire, il faut placer le pontage "B" pour IC3, le pontage "32" pour IC4, et, suivant le mode d'affichage choisi, les pontages "dp4" et "kHz" ou "dp1" et "MHz".
Avis aux (radio)amateurs : en ajoutant un inverseur à trois circuits, il devient facile de mesurer les fréquences d'émission en Ondes Courtes en deux gammes : la gamme de mesure la plus basse (jusqu'à 9,999 MHz) pour les bandes de 3,5 et 7 MHz, la gamme de mesure la plus haute (jusqu'à 30,... MHz) pour les bandes de 14, 21 et 28 MHz. Il suffit de commuter les trois paires de pontages A/B, 16/32 et dp2/dp1 ; la fonction d'inverseur convient puisque ces paires possèdent chaque fois un point commun !

Construction et réglage

Le dessin des pistes de cuivre ainsi que la représentation de la sérigraphie du circuit imprimé sont reproduits en **figure 4**. Avant de commencer le montage des composants, séparez les deux plaquettes : l'une est destinée au circuit d'affichage, représenté complètement assemblé en **figure 5** ; l'autre recevra les composants du circuit d'alimentation et du fréquencemètre proprement dit. Le prototype de cette plaquette complètement assemblée est représentée par la photographie reproduite en **figure 6**.
Commencez le montage de la plaquette principale par le placement des résistances, des condensateurs, du transfor-

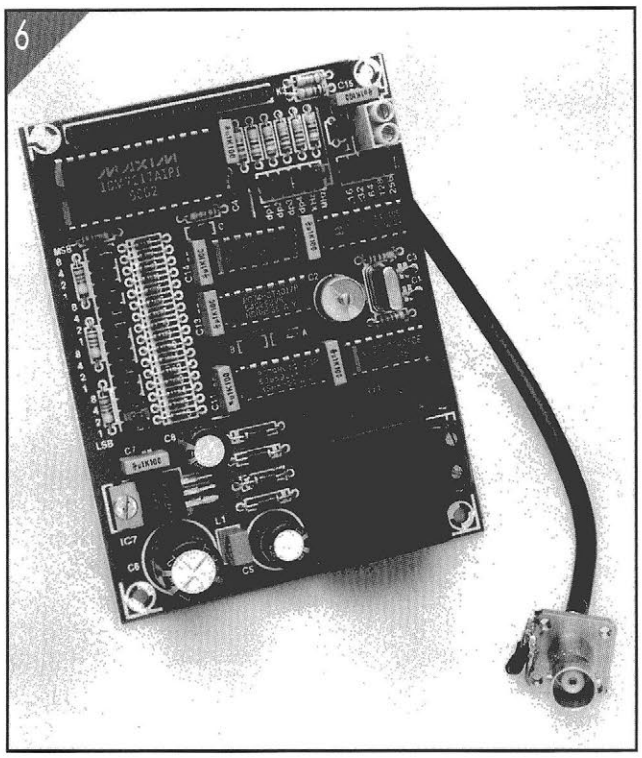


Figure 6 : Prototype du fréquencemètre complètement assemblé.

mateur, du cristal et des différents borniers. Prenez garde de ne pas endommager les films plastique du petit condensateur ajustable en surchauffant les pattes de soudage.

Le régulateur de tension, IC7, n'a pas besoin de refroidisseur et doit être boulonné directement sur le circuit. Terminez par le placement des autres semiconducteurs : diodes puis transistors et finalement circuits intégrés.

Attention, le circuit intégré IC1 est sensible à l'électricité statique (technologie **MOS** *-Metal Oxide Silicone-*, technologie de transistors à oxyde de silicium métallisé) : il est donc impératif que vous éliminiiez votre charge d'électricité statique en touchant une conduite d'eau ou de chauffage central **avant** de manipuler ce circuit ; la panne de votre fer à souder doit également être reliée à un contact de prise de terre pour assurer l'évacuation de toute charge du même type apportée par les fils du réseau.

Comme vous pouvez le constater sur les photographies des prototypes, la liaison entre le circuit d'affichage et la carte du fréquencemètre s'effectue par bornier enfichable : un connecteur mâle avec pointes recourbées à angle droit est soudé sur la première plaquette , le connecteur femelle correspondant étant soudé sur la carte du fréquencemètre, assurant simultanément les liaisons mécanique et électrique entre ces deux circuits.

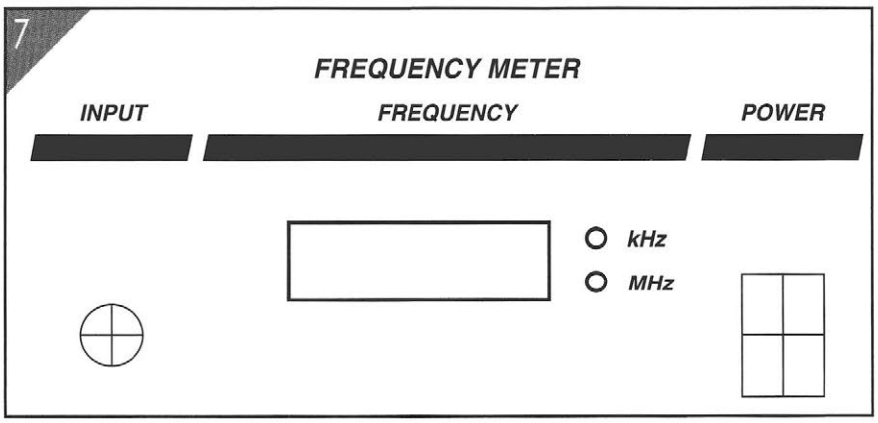


Figure 7 : Proposition de face avant.

Le carte du fréquencemètre sera fixée au fond du boîtier en utilisant l'arsenal habituel de vis, rondelles, écrous et entretoises. Veillez particulièrement à l'isolation correcte de toutes les parties du circuit soumises à la tension du secteur, ainsi qu'à la protection complète des bornes de l'interrupteur marche/arrêt.

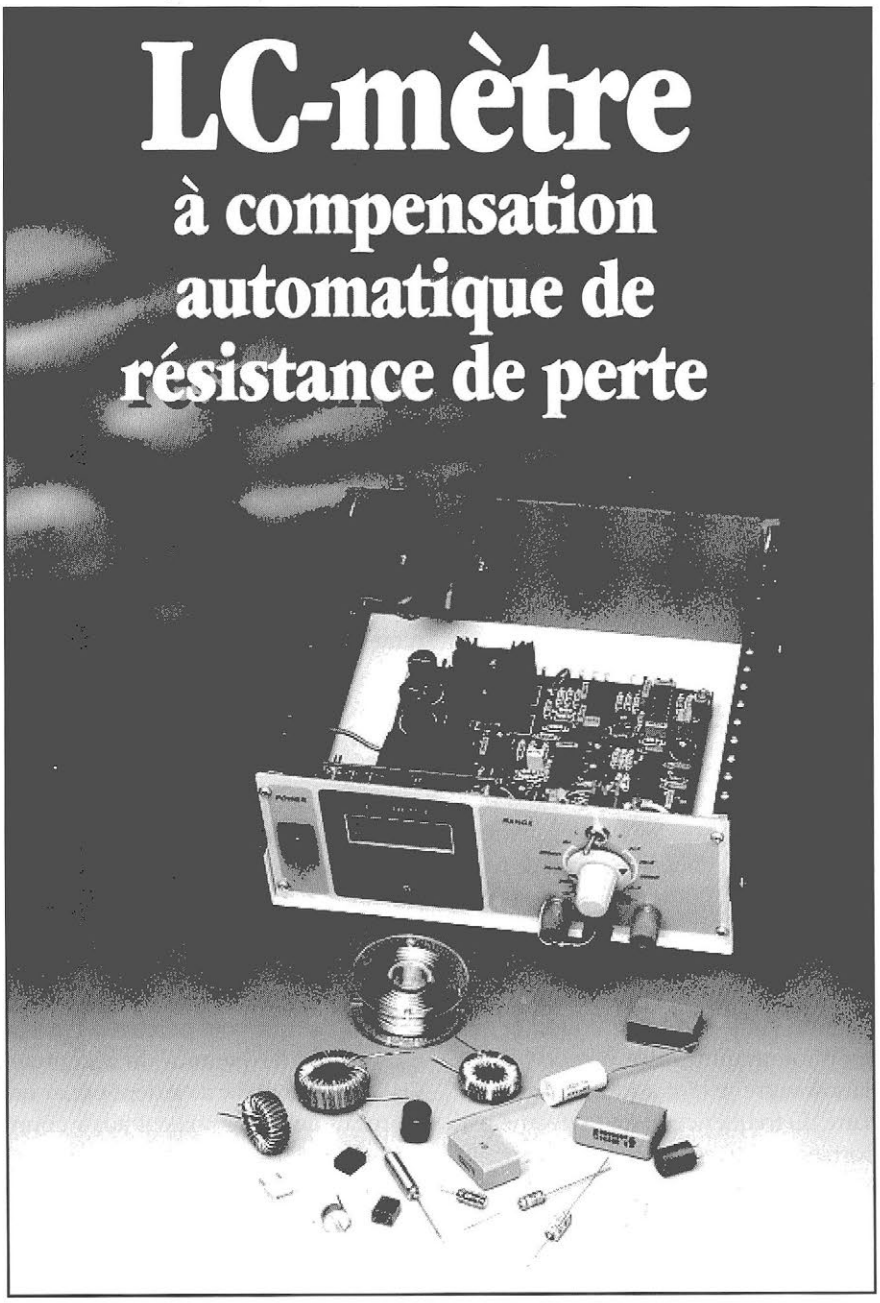
Le prototype a été équipé de deux prises BNC/50 ohms, l'une montée sur la face avant du boîtier, l'autre sur la face arrière. La prise de la face arrière servait pour la liaison du fréquencemètre au récepteur VHF/UHF, celle de la face avant pour l'utilisation en fréquencemètre traditionnel. Et il fallait quand même changer le circuit IC3 et les pontages pour procéder aux différents essais !

Si vous préférez fermer le boîtier et donc n'utiliser que l'une **ou** l'autre fonction de la carte pour fréquencemètre, les différents pontages peuvent bien sûr être remplacés par des petits bouts de fils soudés ou, certains d'entre eux, par un inverseur à trois circuits pour assurer la commutation entre les deux gammes de mesure de fréquence.

Le montage que vous aurez réservé à la mesure des fréquences du récepteur VHF/UHF sera relié à ce dernier par un morceau de câble coaxial aussi court que possible.
Pour éviter d'endommager IC5 par d'éventuelles (dé)charges électrostatiques, il faudra toujours couper l'alimentation par le secteur avant de modifier la position des pontages sur la carte principale.

Le réglage du condensateur ajustable C2 n'étant pas strictement nécessaire, vous pouvez le placer en position médiane et l'erreur de mesure restera négligeable. Si vous pouvez disposer d'un fréquencemètre de précision, il vous est toujours loisible d'ajuster ce condensateur afin d'obtenir une fréquence d'oscillation de 8 MHz très précisément. Il est également possible d'ajuster ce condensateur en mesurant ou en recevant une fréquence connue avec précision, et de régler le condensateur afin d'obtenir l'affichage exact de cette fréquence de référence.

LC-mètre à compensation automatique de résistance de perte



Il est important lors de la mesure de la capacité d'un condensateur ou du coefficient de self-induction d'une bobine, si tant est que l'on veuille obtenir un résultat correct, d'opter pour une méthode de mesure où la résistance de perte du composant soit sans effet sur le résultat obtenu.

Cet impératif prend toute son importance dans le cas de la détermination de la valeur de self-inductions. Avec le principe de mesure adopté pour le LC-mètre décrit dans cet article, l'influence de la résistance de perte sur le résultat obtenu est purement et simplement réduite à zéro.

Principe de la mesure

Si vous avez l'habitude de ce genre de processus, vous n'êtes pas sans savoir que la mesure d'une bobine ou celle d'une capacité est une opération délicate. On obtient bien un résultat mais dans bien des cas se pose la question de savoir s'il est correct ou non.
Les phénomènes les plus gênants rencontrés lors ce type de mesure sont les pertes ohmiques caractérisant ce genre de composants et la variation de leur valeur en fonction de la fréquence de travail ou de mesure. Nous avons résolu le problème des pertes ohmiques par le choix d'un principe de mesure adéquat. On peut, dans la pratique, éviter l'écueil de la sensibilité à la fréquence en effectuant la mesure à une fréquence située à l'intérieur du domaine des fréquences de service du composant concerné. Cette dernière remarque prend toute son importance dans le cas des bobines dotées d'un noyau.
Nous avons choisi, pour notre appareil de mesures, une fréquence de fonctionnement située dans le domaine de l'audio : 1 kHz très exactement.
Le synoptique de la **figure 1** vous décrit le principe de mesure adopté. Ne vous effrayez pas, les choses sont moins compliquées qu'elles n'en ont l'air au premier abord ! Lors de la mesure d'une self-induction, par exemple, on fait circuler dans la bobine un courant sinusoïdal à amplitude constante et on mesure la tension résultante produite par ce courant.

Dans le cas d'une mesure de capacité, nous allons appliquer une tension sinusoïdale à amplitude constante au condensateur et mesurer ensuite le courant traversant le dit condensateur au moyen de la résistance placée en série avec le condensateur à mesurer (R_C).

La tension recueillie (point A) sera proportionnelle à la capacité (ou à la self-induction) et à la résistance de perte.
Avant de nous intéresser à la technique utilisée pour débarrasser le signal de l'influence de la résistance de perte, nous allons voir comment faire pour maintenir constant le courant à travers la bobine ou constante la tension aux bornes du condensateur.

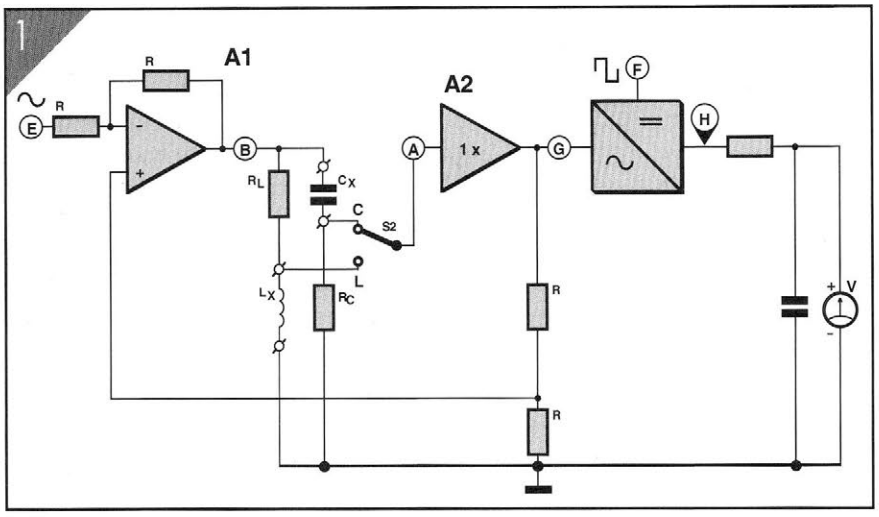


Figure 1 : Le principe de mesure est moins complexe qu'il n'y paraît au premier abord.

Le circuit de mesure est basé sur un amplificateur différentiel de gain unitaire (A1), dont l'entrée positive est bouclée sur sa sortie à travers un composant quelconque suivi d'un étage tampon.
Reportons-nous au circuit de la **figure 1**, et voyons ce qu'il advient de la tension présente au bornes du condensateur C_X, en fonction de la tension U_E appliquée à l'entrée du montage de mesure.
La tension aux bornes du condensateur peut être définie comme étant égale à $U_B - U_A$, et c'est à partir de ce point que nous allons commencer notre raisonnement.

Grâce à l'amplificateur A2 de gain strictement unitaire, cette tension apparaît intégralement au point G. Les résistances R dérivées entre ce point et la masse forment un diviseur par deux, si bien que la tension présente à l'entrée positive de l'amplificateur A1 vaut $U_A / 2$. En supposant que la source du signal appliqué au point E ait une impédance de sortie nulle, et puisque les deux résistances R placées dans la chaîne de contre-réaction de l'amplificateur A1 ont été choisies identiques, nous pouvons dire que le gain de l'amplificateur A1 vu depuis l'entrée positive est de deux fois. La contribution du signal présent à l'entrée positive dans le signal de sortie au point B peut alors s'écrire $(U_A / 2) \times 2 = U_A$.
D'autre part, le signal appliqué au point E voit l'amplificateur A1 comme un simple inverseur, puisque l'entrée positive, vue depuis le point E, peut être considérée comme une masse virtuelle ; le gain appliqué au signal présent au point E est de – 1, et nous pouvons également dire que la contribution du signal appliqué à l'entrée négative dans le signal de sortie est égale à $-U_E$.

Caract ristiques techniques :

- Calibres de mesures :
  Self-induction : 2, 20, 200 mH, 2 H
  Capacité : 2, 20, 200 nF, 2 µF
- Précision :
  (étalonné au moyen de condensateurs à 1 %)
  - avec galvanomètre à bobine mobile de classe 2 : ± (1,5 % de la valeur mesurée + 2 % du fond d'échelle)
  - avec module numérique à 31/2 chiffres : ± (1,5 % de la mesure + 1 chiffre)

Le signal U_B présent au point B du circuit se définit alors comme étant égal à $U_A - U_E$; il en résulte que la tension présente aux bornes du condensateur, $U_B - U_A$, est égale à
$(U_A - U_E) - U_A$, soit $- U_E$:
en d'autre termes, cela signifie que la tension appliqué à l'entrée du montage se reporte intégralement et en changeant de signe sur le composant placé entre les points B et A, indépendamment de la valeur de tous les autres composants, y compris et surtout de la résistance R_C dont il n'a même pas été fait mention !

Le courant qui circulera à travers le condensateur à mesurer sera forcé de s'écouler vers la masse à travers cette résistance ; si le signal appliqué à l'entrée E est d'amplitude et de fréquence constantes, la tension recueillie aux bornes de la résistance R_C sera inversement proportionnelle à la valeur du condensateur et comportera également une image de la résistance de fuite existant en parallèle sur ce composant.
Lorsque l'inverseur S2 sera basculé dans l'autre position, la tension appliquée entre le point E et la masse se reportera intégralement sur la résistance R_L ; le courant constant qui traversera ce composant sera forcé de s'écouler vers la masse à travers la bobine inconnue L_X, créant à ses bornes une différence de potentiel proportionnelle à la fois à la valeur du coefficient de self-induction et à la résistance interne de ce composant.

Le signal à mesurer disponible après tamponnage au point G intègre, comme nous le disions plus haut, outre la grandeur de la self-induction ou la taille de la capacité, également la résistance de perte du composant considéré.
Il est possible de faire la distinction entre ces deux composantes : une tension sinusoïdale qui est en phase avec U_E, due à la résistance de perte, et une tension sinusoïdale qui est déphasée de 90° très exactement avec cette même tension U_E -un cosinus donc- et qui est en relation directe avec la valeur de la self ou de la capacité. Après sommation, ces deux composantes constituent une tension sinusoïdale déphasée d'un nombre x de degrés par rapport à U_E, que l'on retrouve au point G.

Pour séparer ces composantes nous allons procéder à un redressement synchrone du signal à mesurer. Le redresseur synchrone est, pour ce faire, piloté par un signal rectangulaire déphasé de 90° par rapport à la sinusoïde U_E. Ceci nous permet de parvenir au résultat suivant : seule la composante cosinusoïdale du signal subit un redressement correct, la valeur moyenne est propor-

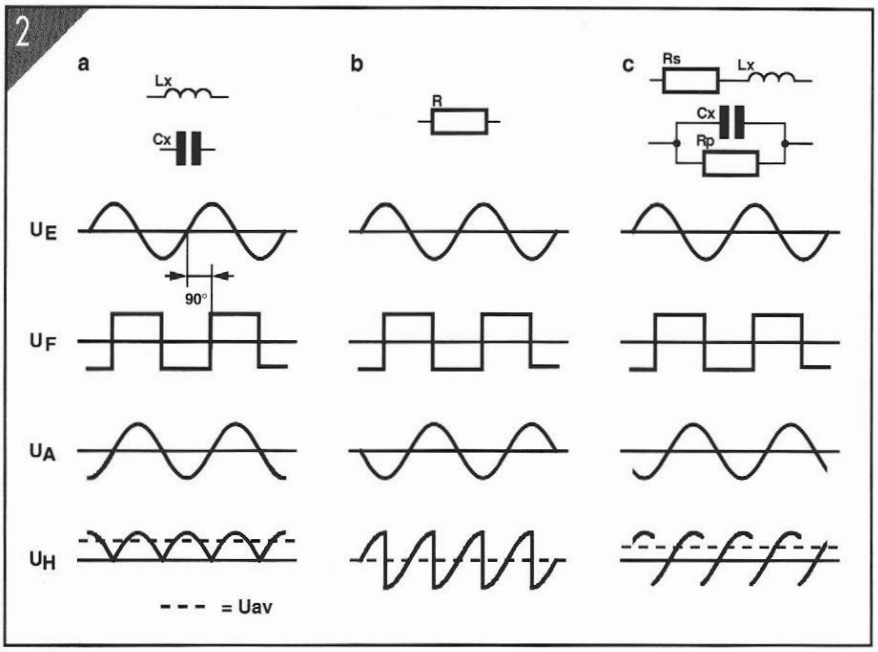


Figure 2 : En procédant à un redressement synchrone du signal de mesure, on parvient à n'extraire que sa composante réactive.

tionnelle au coefficient de self-induction de la bobine ou inversement proportionnelle à la capacitance du condensateur à mesurer ; tandis que la composante sinusoïdale, due à la résistance de perte, subit un "redressement" tel que sa valeur moyenne devienne nulle. C'est très exactement ce processus qu'illustrent les différentes courbes de la **figure 2**.

La **figure 2a** illustre la situation rencontrée dans le cas de la connexion d'une bobine ou d'un condensateur idéal. On découvre, de haut en bas, le signal de mesure sinusoïdal puis le signal rectangulaire de commande du redresseur. Comme il s'agit d'une bobine ou d'un condensateur de caractéristiques "pures", la tension mesurée est, tout comme cela est le cas du signai rectangulaire, déphasé de 90° par rapport à U_E. Le redresseur commute en effet exactement lors du passage par zéro de la tension mesurée, de sorte que l'on se trouve en présence d'une tension dont la valeur moyenne correspond à la réactance mesurée.

Si au contraire on connecte une résistance, situation illustrée par la **figure 2b**, le signal de mesure sera en phase avec U_E. Le redresseur commute alors très exactement sur les crêtes du signal. Il n'est plus question ici de "redressement" mais la valeur moyenne du signal résultant est égale à zéro.

La valeur moyenne de la tension en sor-

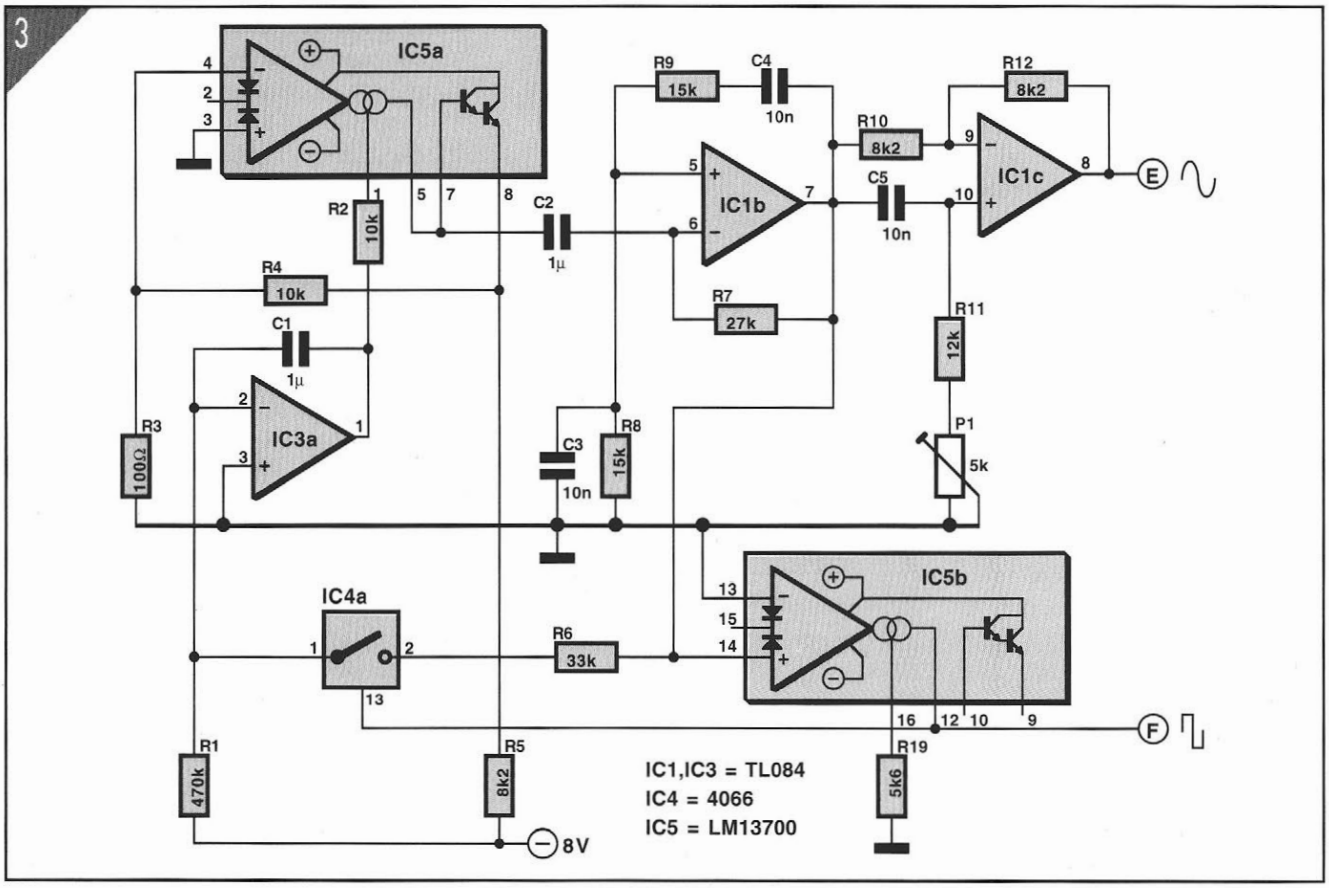


Figure 3 : Le schéma du générateur comporte un oscillateur à pont de Wien stabilisé en amplitude, un circuit de déphasage et un circuit de mise en forme sinus/carré.

tie du redresseur synchrone est indépendante de la composante de signal en phase avec U_E ; appliqué à notre appareil de mesure, ce procédé rend le LC-mètre insensible à la résistance de perte du composant inconnu.

En pratique (**figure 2c**), il ne saurait être question de se trouver dans les conditions idéales évoquées dans les paragraphes précédents : amplificateurs idéaux ou paires de résistances strictement identiques d'une part ; selfs. résistances ou condensateurs parfaits de l'autre. Mais peu importe qu'il s'agisse d'une bobine ou d'un condensateur, chacune de ces deux catégories de composants présente une résistance de perte.

Et il y a moyen, par l'utilisation d'un redressement synchrone, de filtrer la composante ohmique présente dans le signal de mesure. Dans une situation non-idéale, le déphasage entre le signal de mesure U_E et le signal mesuré U_G aura une certaine valeur, comprise entre 0° et 90°. On n'aura pas un redressement "ordinaire" du signal, mais il sera échantillonné de sorte que l'erreur provoquée par la présence d'une résistance de perte soit annulée. Il en résulte que la valeur moyenne du signal finalement obtenu correspond uniquement à la valeur de la self-induction ou de la capacitance du composant mesuré.

Si nous revenons quelque peu à la **figure 1**, nous trouverons, pour terminer, un petit réseau RC chargé de moyenner le signal de sortie du redresseur avant qu'il ne soit transmis à un galvanomètre ou à un voltmètre numérique.

Le générateur

Lors de l'examen de la **figure 1** nous avons vu qu'il nous fallait, pour la mesure, disposer de deux signaux, l'un sinusoïdal, l'autre rectangulaire. Le circuit chargé de produire ces deux signaux et représenté en **figure 3** est basé sur un oscillateur de Wien centré sur IC1b. Le signal de sortie sinusoïdal fourni par IC1b est converti en un signal rectangulaire par l'OTA (*Operational Transconductance Amplifier* ou amplificateur opérationnel par transconductance) monté en comparateur, IC5b.

Ce signal rectangulaire est en phase avec le sinus fourni par IC1b. De manière à donner au signal de mesure présent au point E un déphasage de 90° par rapport au signal rectangulaire, on commande le circuit de mesure par le déphaseur centré sur IC1c. L'ajustable P1 permet de régler ce déphasage à 90° très exactement.

Le reste des composants de la **figure 2a** pour fonction de stabiliser l'amplitude du signal de sortie de l'oscillateur de Wien. Ceci explique la présence dans la boucle de contre-réaction de IC1b de la sortie d'un OTA (broche 5 de IC5a) qui fait office de résistance ajustable. Dans ces conditions, la résistance de sortie est déterminée par le courant entrant par la connexion de commande (broche 1). Ce courant permet de jouer sur le gain de IC1b et, partant, sur l'amplitude de la sinusoïde. C'est IC3a, un amplificateur opérationnel monté en intégrateur, qui fournit ce courant de commande. À son tour, l'intégrateur dérive l'intensité du courant de commande de l'amplitude du signal sinusoïdal. Notons en passant que, pour ce faire, nous n'utilisons que la partie positive de la sinusoïde. L'interrupteur électronique IC4a ne laisse pas passer la demi-période négative. Cet interrupteur n'est en effet fermé, via IC5b, que pendant les demi-périodes positives du signal sinusoïdal.

Le principe de régulation est tel que le gain de IC1b diminue au fur et à mesure de l'augmentation de l'amplitude. Il va sans dire qu'inversement, si l'amplitude

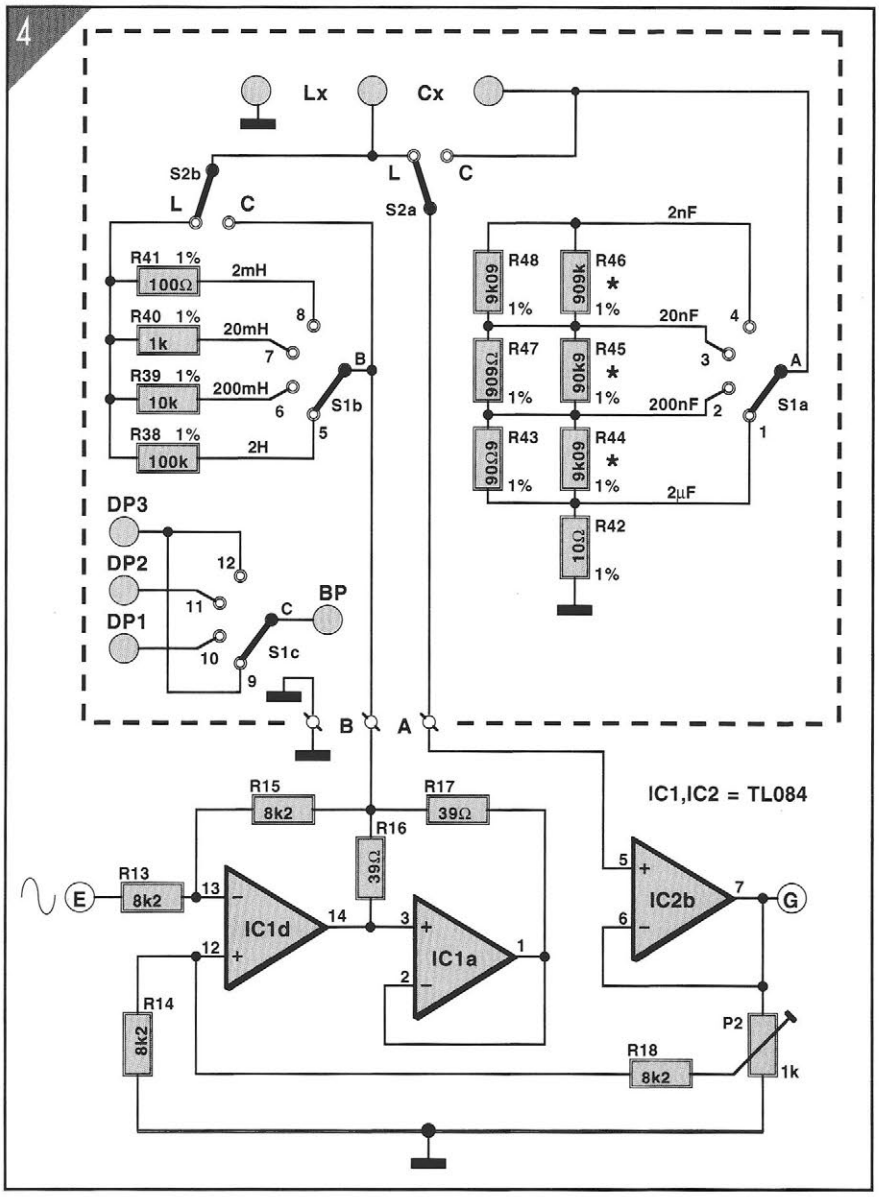


Figure 4 : Concrétisation du premier point fort du LC-mètre : circuit de mesure à tension ou courant constant.

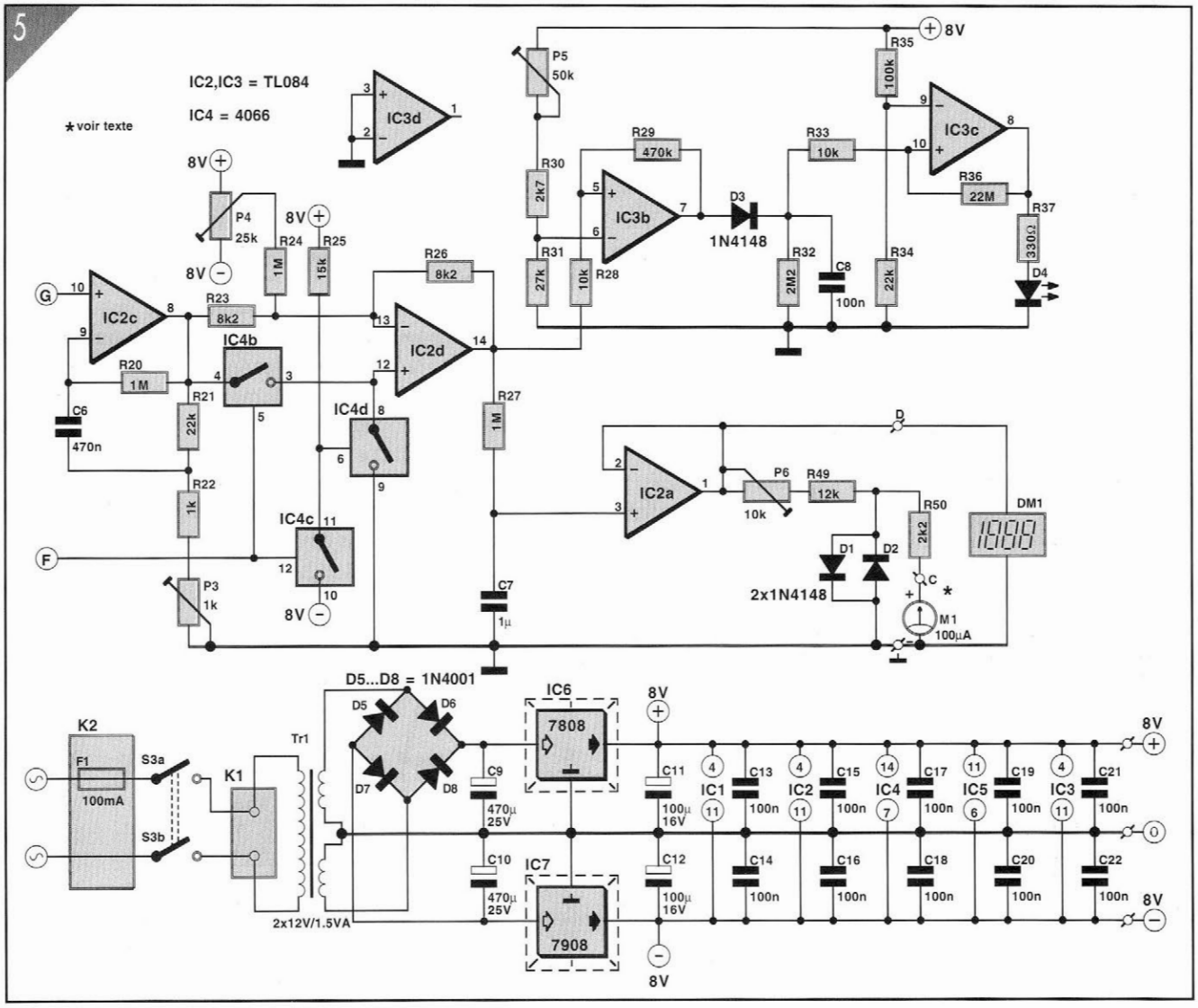


Figure 5 : Concrétisation du second point fort du LC-mètre : redresseur synchrone et ses circuits satellite (dépassement et tampon), ainsi que l'alimentation.

diminue, le gain augmente. Le résultat de tout ceci est une stabilisation de l'amplitude à une valeur de 1,2 V environ.

Le circuit de mesure

L'électronique de la **figure** 4 est en fait celle du synoptique de la figure 1. Il ne lui manque que le redresseur et l'instrument destiné à la visualisation du signal mesuré. Elle a bien entendu subi certaines adaptations. Commençons par l'amplificateur différentiel. Il prend la forme des amplificateurs opérationnels IC1d et IC1a, sachant que le premier nommé est l'étage différentiel proprement dit. IC1a, en "recopiant " la tension présente en sortie de IC1d, permet de quasiment doubler la valeur maximale du courant que l'on puisse fournir au circuit de mesure. Il nous faut en effet, dans le pire des cas, 15 mA, courant que la sortie d'un seul TL084 n'est malheureusement pas en mesure de fournir.

Voici, en quelques mots, comment cela fonctionne. Le suiveur de tension IC1a est connecté de manière telle que la tension présente aux bornes de R17 soit identique à la tension présente aux bornes de R16. Par conséquent, le courant qui circule à travers ces deux résistances est exactement le même. Cela signifie aussi que le courant fourni au circuit de mesure est produit, pour une moitié par IC1a, pour l'autre par IC1d, et peut ainsi atteindre le double de la capacité d'un seul circuit intégré.

Le circuit de mesure proprement dit s'est vu doté d'un sélecteur de calibre. L'inversent S2 du synoptique est devenu bipolaire. Il permet le choix du type de mesure à effectuer : self-induction ou capacité. Le commutateur rotatif de sélection de calibre a été doté d'un troisième circuit que l'on pourra utiliser, le cas échéant, pour la commutation du point décimal d'un module de mesure numérique.

L'ensemble des résistances des différents calibres peuvent être choisies d'une tolérance de 0,1 %, ce qui présente un double avantage : primo, on peut se contenter de ne procéder qu'à l'étalonnage d'une seule gamme de mesure ; secundo, le rôle joué par la tolérance de ces résistances sur la précision de l'ensemble de l'instrument de mesure reste mineur.

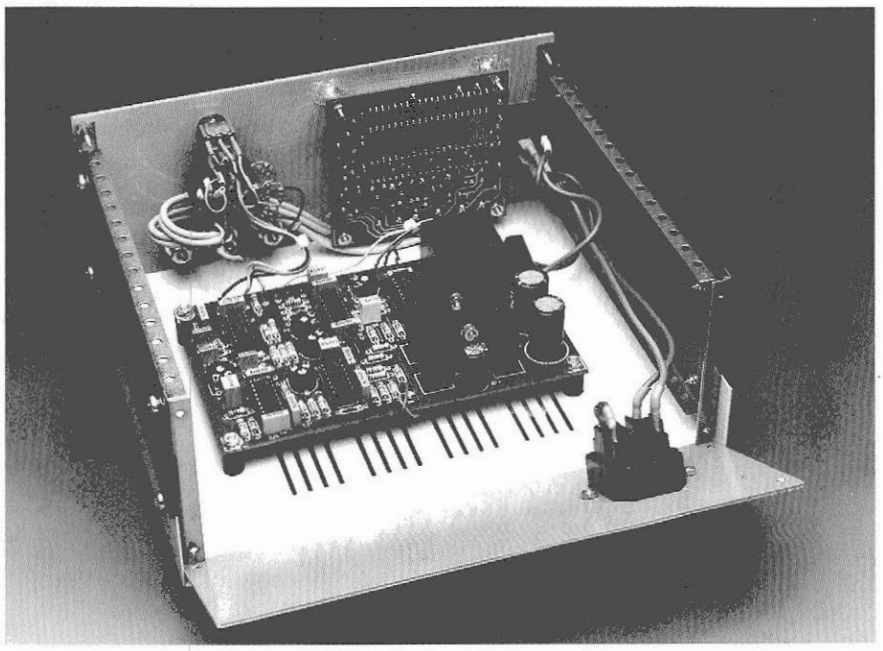
Si l'on envisage d'utiliser des résistances dont la tolérance est de 1 %, il faudra être conscient que la précision de

mesure totale du LC-mètre chutera d'au moins 1 %.
Notons que les résistances de 1 % prises en parallèle sur R43, R47 et R48 ne jouent pas le moindre rôle sous cet aspect-là. La tolérance de ces résistances de valeur relativement élevée n'a qu'un effet insignifiant comparé à celle des résistances de valeur notablement plus faible prises en parallèle sur elles.

Le redresseur

Dans le schéma de la **figure 5** on découvre, outre le redresseur et le circuit du voltmètre déjà présents sur la **figure 1**, le reste de l'électronique constituant le LC-mètre : une alimentation bien évidemment et un indicateur de dépassement auquel nous reviendrons ultérieurement.
Comme vous pouvez le constater sur cette **figure 5**, nous avons ajouté un amplificateur de tension basé sur le circuit intégré IC2c. La tension de sortie du circuit de mesure est, à pleine échelle, d'environ 150 mV_{eff} dans le cas d'une self ou d'un condensateur de bonne qualité, valeur trop faible pour pouvoir, à un stade ultérieur, commander efficacement le dispositif de visualisation, mais surtout trop faible pour camoufler les erreurs dues au bruit du redressement commuté. Ce n'est en effet qu'après amplification du signal par IC2c que l'on procède au redressement du signal résultant par l'intermédiaire du redresseur centré sur IC2d. Les éléments redresseurs ne sont pas, comme on aurait pu s'y attendre, de simples diodes, mais bien deux interrupteurs électroniques, IC4b et IC4d, dont la commutation se fait par l'intermédiaire du signal rectangulaire produit lui aussi par le générateur et cela de façon synchrone avec le signal sinusoïdal produit par ce même générateur.

L'interrupteur IC4c sert à constituer un inversent chargé d'attaquer l'interrupteur IC4d. IC4b et IC4d sont ainsi ouverts et fermés alternativement et en opposition l'un par rapport à l'autre. Si IC4b est fermé, le gain produit par l'amplificateur IC2d est de + 1 x, si au contraire c'est IC4d qui est fermé, le gain unitaire de IC2d est négatif (– 1 x). C'est ainsi que le redressement se fait de façon synchrone par rapport au signal rectangulaire.
Le signal de sortie du redresseur attaque le réseau RC R27 / C7 qui lisse le signal redressé pour en faire une tension continue égale à la valeur moyenne de la tension redressée. Le circuit intégré IC2a, monté en amplificateur-suiveur de tension permet d'éviter l'application d'une charge trop importante au réseau RC R27 / C7, principalement dans le cas de l'utilisation d'un galvanomètre en tant qu'instrument de visualisation du résultat de mesure.



Tout ce qu'il y a dans le boîtier du LC-mètre équipé d'un module d'affichage numérique.

Un voltmètre numérique sera connecté directement à la sortie de l'étage-tampon IC2a ; pour l'option galvanomètre à bobine mobile, nous avons prévu des résistances de limitation de courant et ainsi qu'une paire de diodes de protection de la bobine.
On pourrait penser à première vue qu'un circuit de dépassement est sans intérêt pour ce montage. Le voltmètre, qu'il s'agisse du galvanomètre M1 ou du multimètre numérique DM1 ne manquera pas de signaler que l'on sort des limites du calibre choisi. Ceci n'est malheureusement vrai que jusqu'à un certain point. Si le signal U_G à mesurer devient trop important, il y aura écrêtage au niveau de l'amplificateur IC2c de sorte que la valeur moyenne de la tension redressée pourra rester en dessous de 2 V et se retrouver ainsi inférieure au "fond d'échelle" de M1 ou à l'intérieur de la plage de mesure de DM1.
La valeur affichée sera parfaitement fausse, mais l'erreur de lecture sera signalée le circuit de dépassement.
Ce circuit fait appel aux amplificateurs opérationnels IC3b et IC3c associés aux composants connexes. IC3b compare la tension de sortie du redresseur à une tension fixe de 4 V (ajustable par action sur P5). Si la valeur de crête dépasse cette tension de référence, on aura charge du condensateur-tampon C8 par l'intermédiaire de la diode D3 ; cette charge de C8 provoque le basculement de la sortie de IC3a et l'illumination momentanée de la LED D4.

Réalisation et étalonnage

L'implantation des composants de la platine simple face dessinée pour le LC-mètre est reproduite en **figure 6** et n'appelle pas de remarque particulière. Comme d'habitude, on commence par placer les ponts de câblage (straps) pour poursuivre par celle des composants de petite taille, résistances, condensateurs, ajustables et autres circuits intégrés. On finira par la mise en place des condensateurs de forte capacité –et donc de forte taille– et celle des régulateurs IC6 et IC7 montés sur radiateur. Il reste à positionner le transformateur et le bornier de connexion de la tension secteur K1 pour en avoir

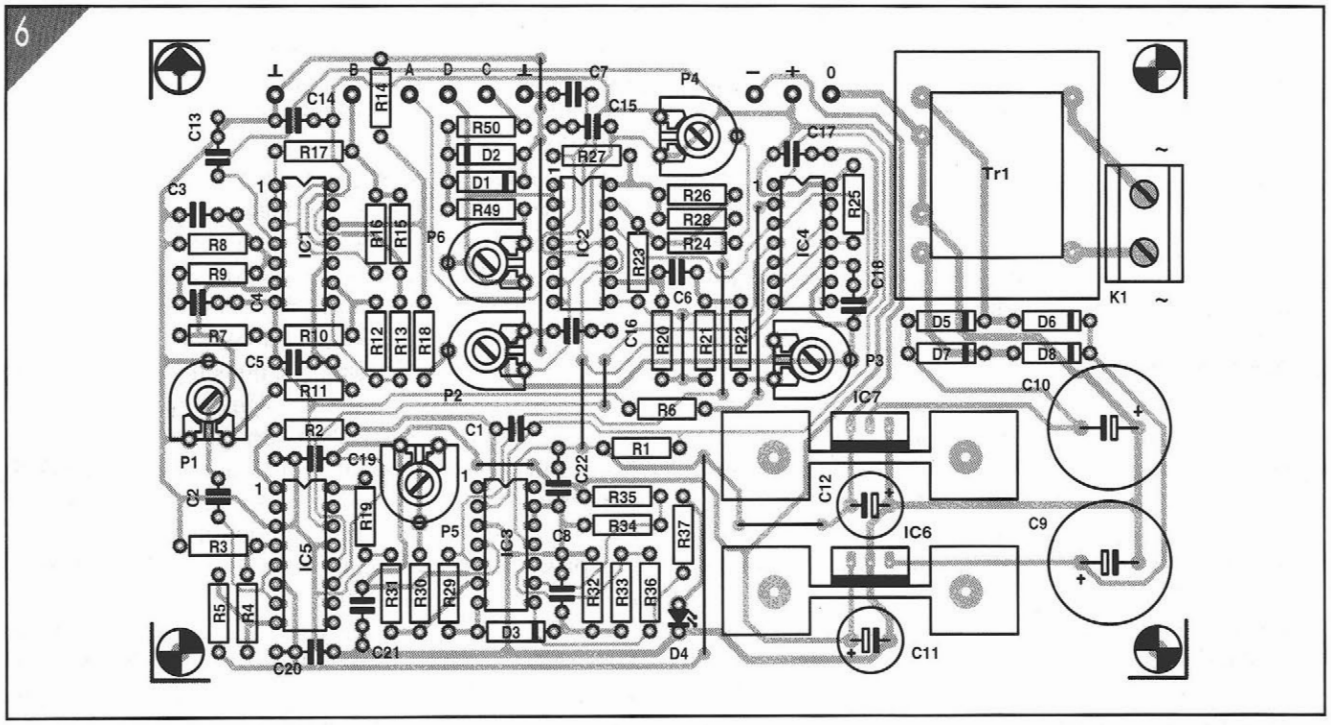


Figure 6 : L'implantation des composants de la platine simple face pour le LC-mètre. N'oubliez pas les ponts de câblage, ils sont au nombre de sept.

LISTE DES COMPOSANTS du LC-MÈTRE

• Résistances :

R1, R29= 470 kΩ
R2, R4, R28, R33 = 10 kΩ
R3= 100 Ω
R5, R10, R12 à R15, R18, R23, R26 = 8,2 kΩ
R6 = 33 kΩ
R7, R31 = 27 kΩ
R8, R9 = 15 kΩ
R11 = 12 kΩ
R16, R17 = 39 Ω
R19 = 5,6 kΩ
R20, R24, R27 = 1 MΩ
R21, R34 = 22 kΩ
R22 = 1 kΩ
R25 = 15kΩ
R30 = 2,7 kΩ
R32 = 2,2 MΩ
R35 = 100 kΩ
R36 = 22 MΩ
R37 = 330 Ω
R38 = 100 kΩ 0,1 %
R39 = 10 kΩ 0,1 %
R40 = 1 kΩ 0,1 %
R41 = 100 Ω 0,1 %
R42 = 10 Ω 0,1 %
R43 = 90,9 Ω 0,1 %
R44 = 9,09 kΩ 0,1 %
R45 = 90,9 kΩ 0,1 %
R46 = 909 kΩ 0,1 %
R47 = 909 Ω 0,1 %
R48 = 9,09 kΩ 0,1 %
R49 = 12 kΩ
R50 = 2,2 kΩ
P1 = 5 kΩ rég.
P2, P3 = 1kΩ rég.
P4 = 25 kΩ rég.
P5 = 50 kΩ rég.
P6 = 10kΩ reg.

• Condensateurs :

C1, C2, C7 = 1 µF
C3 à C5= 10 nF
C6 = 470 nF
C8, C13 à C22 = 100 nF
C9, C10 = 470 µF / 25 V rad.
C11, C12 = 100 µF / 16 V rad.
Étalon(s) : 180 nF / 1 % ou
- 3 x 56 nF / 1 % pour étalonnage avec voltmètre numérique
- 2 x 100 nF / 1 % pour étalonnage avec galvanomètre à bobine mobile

• Semi-conducteurs :

D1 à D3 = 1N4148
D4 = LED 5 mm jaune
D5 à D8 = 1N4001
IC1 à IC3 = TL084 (Texas Instruments)
IC4 = 4066
IC5 = LM13700 (National Semiconductors)
IC6 = 7808
IC7 = 7908

• Divers :

K1 = bornier encartable à deux contacts au pas de 7,5 mm
K2 = prise secteur CEE pour châssis avec porte-fusible et fusible 100 mA de type lent
S1 = commutateur rotatif à 3 circuits / 4 positions à cosses à souder
S2 = inverseur bipolaire
S3 =interrupteur secteur bipolaire à témoin incorporé
Tr1 = transformateur secteur, 2 x 12 V, 1,5 VA (tel que Monacor VTR 12112/IV)
M1 = galvanomètre à bobine mobile 100 µA ou
DM1 = module voltmétrique numérique à 3,5 chiffres, 2 V à pleine échelle (1,999)
2 radiateurs pour IC6 et IC7 (tels que SK104STS de Fischer)
3 prises banane
boîtier tel que Telet LC850

fini avec la plus grosse partie du travail d'assemblage des composants électroniques du montage.

Le câblage au secteur est réduit au strict minimum : il vous suffira de relier l'interrupteur secteur bipolaire à l'entrée secteur à fusible incorporé ou non, puis au bornier K1. L'implantation de la platine dans le coffret se fera en respectant les règles de sécurité applicables à tout montage soumis à la tension du secteur. Le câblage du reste des composants demande un peu plus de soin. En vous aidant du schéma vous devriez être en mesure de vous en sortir sans trop de problèmes. Les différentes résistances de précision sont soudées directement sur le commutateur de sélection de calibre S1. On utilisera donc de préférence un rotateur doté de cosses à souder plutôt que sa version encartable à picots. Il est possible, sur certains types de rotateurs à cosses, de replier, avec les précautions d'usage, les contacts quelque peu vers l'extérieur, ce qui facilite la soudure des résistances de précision. N'oubliez pas, si votre affichage prend la forme d'un voltmètre numérique, de câbler le troisième circuit (S1c) du rotateur pour obtenir une commande correcte du point décimal de l'affichage.

On pourra placer une étiquette d'identification du fusible sur la face arrière du coffret. On pourra ainsi se passer de la consultation de la documentation lors d'un éventuel changement de fusible.

En dépit de la présence de pas moins de 6 ajustables, le réglage et l'étalonnage du LC-mètre est relativement simple. On commence par mettre tous les ajustables à mi-chemin. La première étape consiste à compenser l'offset (la dérive de tension) par action sur l'ajustable P4. Pour ce faire on met S2 en position "condensateur" et on laisse les entrées de mesure en l'air. Par action sur P4, on ajuste à 0 V la tension présente au point D. On connecte ensuite une capacité de 200 nF à l'entrée du LC-mètre. Il n'est pas nécessaire dans le cas présent que le condensateur utilisé ait une valeur très précise car ce qui nous intéresse pour le moment est l'ajustage correct du gain de IC1. Ce réglage fait appel à l'ajustable P3.

On donne à ce composant une position telle que l'on mesure une tension de 2 V au point D. En raison de la présence du réseau RC R27 / C7, dont la constante de temps est de une seconde, la tension présente au point D ne varie, après toute action sur la position de P3, que relativement lentement. On procédera donc à une modification progressive de la position du curseur de ce potentiomètre.

Une fois trouvée la bonne position pour cet ajustable, on placera une résistance de 10 KΩ en parallèle sur le condensateur connecté aux entrées de mesure. On ramène, à l'aide de P1, la tension présente au point D à 2 V. On a alors trouvé la relation de phase correcte entre le signal sinusoïdal et le signal rectangulaire.

Pour pouvoir ajuster la position de P2 il va falloir enlever la résistance utilisée pour le réglage précédent, le ou les condensateurs représentant 200 nF restant en place. La position idéale de P2 est celle dans laquelle son curseur est tourné à fond vers la sortie de IC2b. Cette position se caractérise par la création d'un couplage optimal de l'entrée positive de l'amplificateur différentiel sur le point véhiculant le signal à mesurer. Dans ces conditions, le gain en boucle vaut exactement 1. Si cette valeur ne se traduit pas par une mise en oscillation HF, le risque de voir apparaître ce phénomène est loin d'être imaginaire.

Ceci explique que, pour le réglage de P2, il soit très recommandé de brancher un oscilloscope à la sortie de IC2b pour ensuite ajuster la position de cette résistance ajustable de manière à ce que l'on n'ait pas d'entrée en oscillation. Il vous reste, si vous ne disposez pas d'un oscilloscope, la solution de mettre P2 aux trois-quarts de sa résistance (on mesurera donc 750 ohms entre le curseur et la masse).

Il est encore possible de mieux ajuster la position de P2 si l'on dispose non seulement d'un oscilloscope mais aussi d'un générateur de fonctions capable de fournir un signal triangulaire. Il faudra alors dessouder la résistance R13 du côté de IC1c et connecter la sortie du

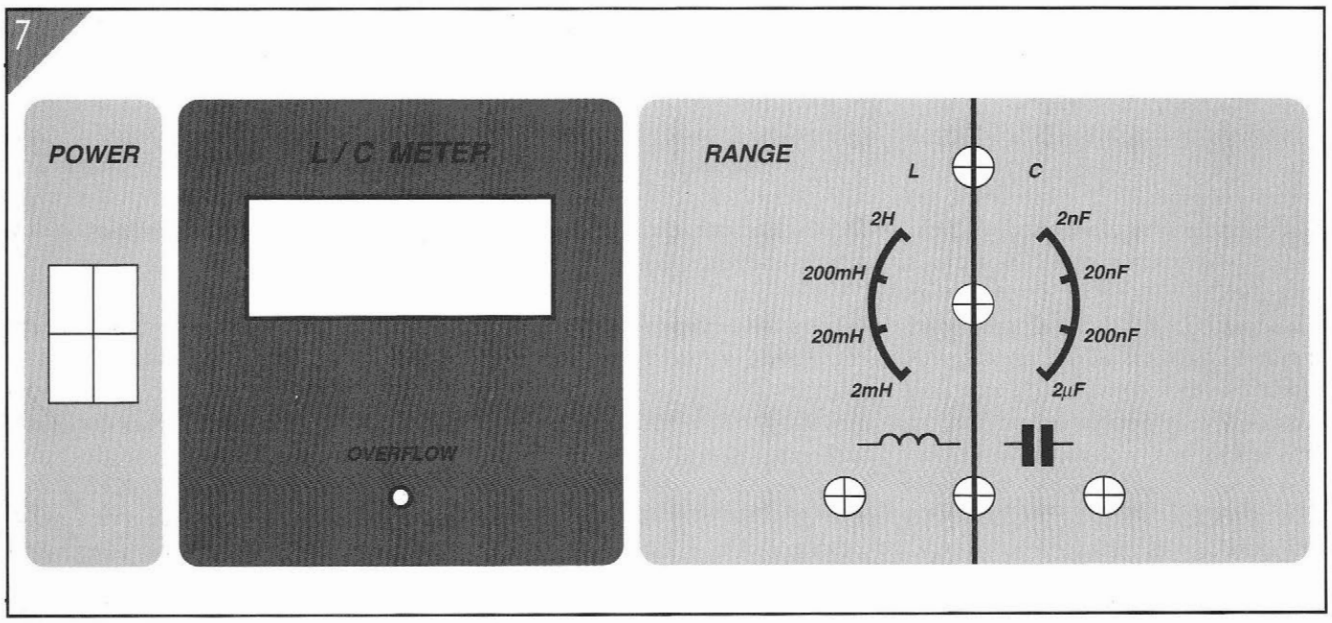


Figure 7 : Proposition de dessin de la face avant pour cette réalisation.

générateur de fonctions à la borne de résistance ainsi libérée. On donnera au signal triangulaire les caractéristiques suivantes : amplitude 3 V, fréquence 1 kHz. À la sortie de IC2b l'oscilloscope devrait permettre de découvrir un signal rectangulaire (de par la fonction de différenciation des condensateurs connectés aux points de mesure). On ajuste ensuite la position de P2 jusqu'à ce que le signal rectangulaire ne présente plus de bavures.

Il ne nous reste plus maintenant qu'à étalonner le LC-mètre. On fera appel pour ce faire, dans le cas de l'utilisation d'un galvanomètre à bobine mobile, à deux condensateurs de 100 nF et à tolérance de 1 %, montés en parallèle aux points de mesure C_X. Si l'on a opté pour la solution d'affichage numérique, il est préférable d'utiliser une capacité légèrement plus faible, 180 nF obtenue par la mise en parallèle de deux ou trois condensateurs à 1 % de la valeur convenable.

On peut également utiliser une paire de condensateurs dont on a pu mesurer la valeur avec une bonne précision à l'aide d'un capacimètre digne de ce nom. Mais pourquoi une paire ou une triplette, et pas un seul condensateur connu ? Petite controverse entre le calcul d'erreurs et le calcul de probabilités. Pas d'affolement prématuré, la formule sur laquelle nous allons nous pencher est connue de tout un chacun : la capacité résultante de la mise en parallèle de plusieurs condensateurs vaut la somme des capacités des différents condensateurs.

En quelques lettres :

$C_{TOT} = C_A + C_B + C_C + C_D + ...$

Si la tolérance des différents condensateurs A, B, C, D, etc. est identique, la théorie du calcul des erreurs nous apprend que la tolérance sur la valeur finale C_{TOT} est inchangée. En d'autres termes, la mise en parallèle de plusieurs condensateurs à 1 % nous donne(rait) l'équivalent d'un condensateur dont la valeur est aussi connue avec une précision de 1 %. Opération apparemment sans intérêt !

Ce n'est pas tout à fait vrai. Le calcul de probabilités tient compte d'autres facteurs, appelés variance et écart-type, qui représentent le fait que, dans un lot de composants de même valeur nominale et de même tolérance, on a plus de chances de trouver un composant dont la valeur réelle soit proche de la valeur nominale qu'un composant dont la valeur réelle soit à la limite de la tolérance prévue : c'est la courbe de répartition en forme de cloche (appelée courbe de Gauss) centrée sur la valeur nominale de toutes les valeurs du lot.

Le hasard aidant, en choisissant d'utiliser deux condensateurs, il est fort probable que la valeur de l'un des condensateurs soit au dessus de la valeur nominale, tandis que l'autre sera en dessous ; ou, si vous en choisissez trois, que deux d'entre eux soient légèrement en dessous et le troisième d'une valeur plus élevée.

Cette répartition (on parle plus précisément de distribution) provoque un effet de compensation qu'il est possible d'exprimer comme suit : la précision (la tolérance) du condensateur final approchera la précision d'un condensateur divisée par le nombre d'éléments mis en parallèle, et ce d'autant mieux que les éléments seront nombreux et de valeurs identiques.

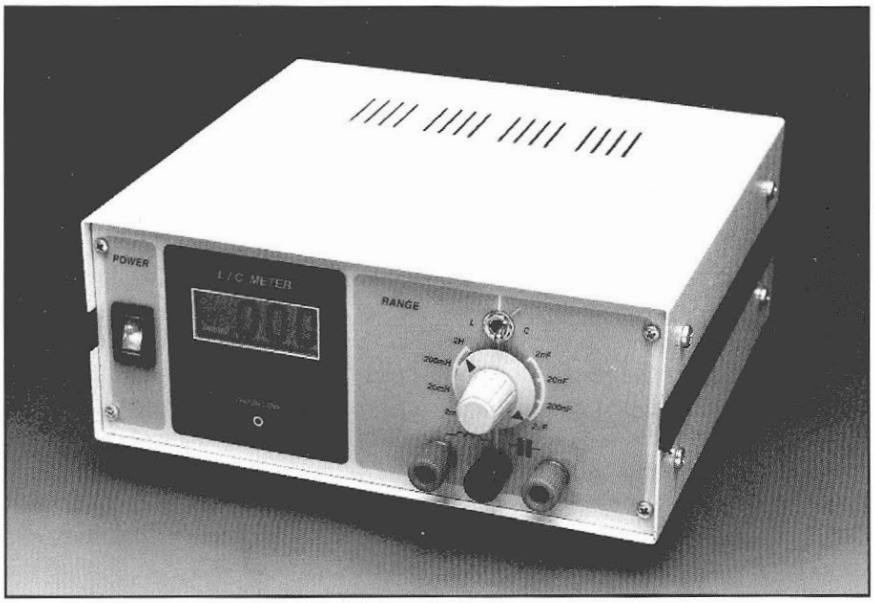
On pourrait écrire le petit tableau suivant, avec appréciation comme à l'école :

2 x 100 nF / 1 % → 200 nF / 0,5 % : AB (mais pas 150 + 47)

3 x 68 nF / 1 % → 198 nF / 0,33 % : B (mais pas 82 + 68 + 56)

4 x 47 nF / 1 % → 188 nF / 0,25 % : TB (mais pas 68 + 56 + 47 + 39)

et ainsi de suite...



Conclusion : le fait d'utiliser plusieurs condensateurs pour en simuler un seul permet très simplement d'accroître la qualité du réglage du LC-mètre !

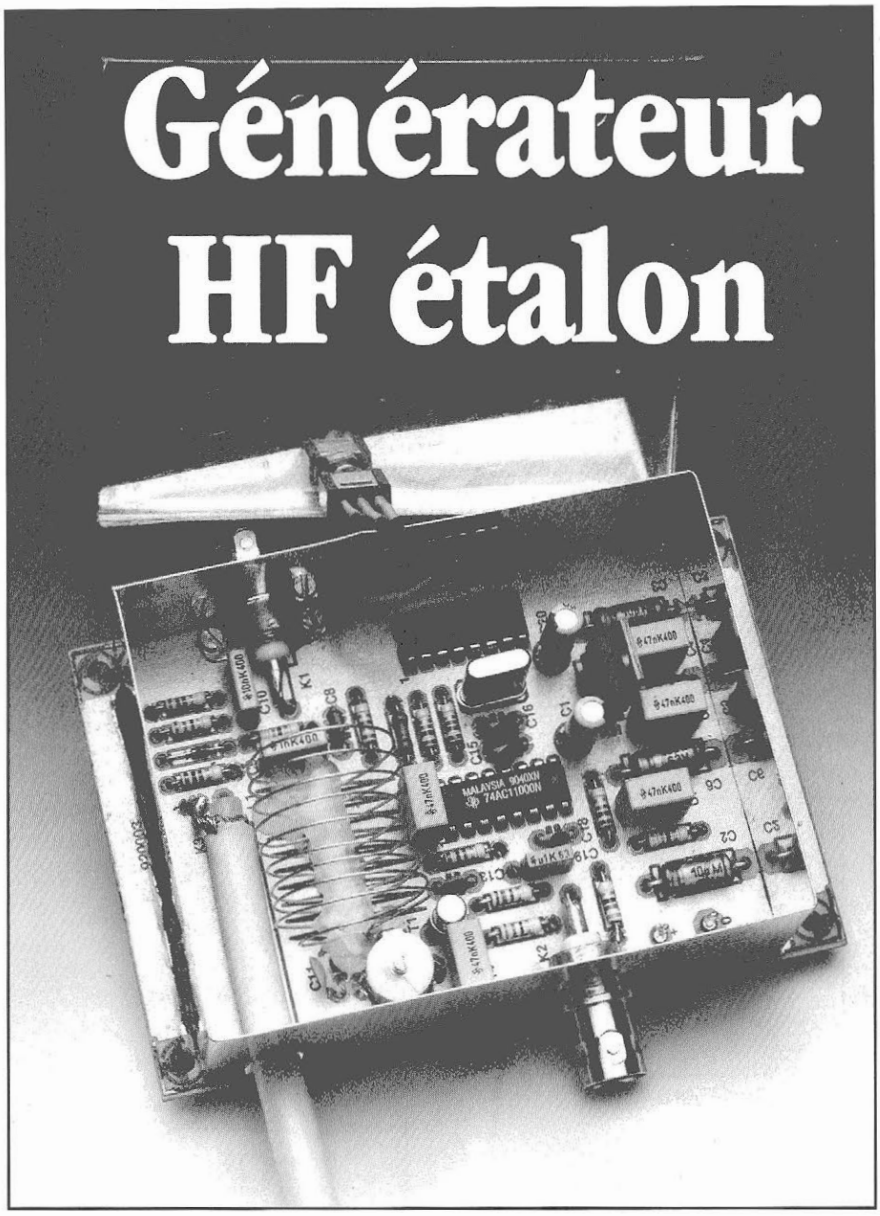
Une fois la capacité étalon connectée à l'entrée de mesure du LC-mètre on joue, dans le cas d'un galvanomètre à bobine mobile, sur P6 jusqu'à obtenir l'affichage de la valeur requise et, dans le cas d'un affichage numérique, sur P3 pour obtenir le même résultat. Nous en avons terminé avec cette étape de la réalisation.

Il vous restera à mettre ce montage dans un coffret. Nous avons dessiné, pour le LC-mètre, une face avant en film plastique autocollant disponible auprès des adresses habituelles, adjonction qui lui donnera une finition toute professionnelle.

Vous venez de réaliser un instrument de mesure qui vous évitera, si tant est que vous ne disposiez pas encore d'un capacimètre ou d'un inductancemètre, d'avoir à en construire deux, à savoir un capacimètre et un inductancemètre distincts.

Le LC-mètre proposé ici n'est bien évidemment pas en mesure de vous donner la capacité d'un gros condensateur : le calibre le plus grand qu'il connaisse correspond à une capacité de 2 µF à pleine échelle. Mais au vu de ses caractéristiques techniques, cela ne l'empêchera pas de tenir une place plus qu'honorable parmi vos autres instruments de mesure.

Générateur HF étalon



➡ «Coup de peigne» pour les hautes fréquences

Le sous-titre de cet article fait allusion au spectre de fréquences très caractéristique, à l'allure de peigne, produit par ce montage, également appelé générateur de spectre "en peigne". Sachant que ce nouveau générateur-étalon produit des centaines d'harmoniques de 1 ou de 10 MHz -dont les quarante-cinq premières présentent quasiment le même niveau de sortie, à quelque dB près- ce montage ne manquera pas d'intéresser les (nombreux) heureux possesseurs d'un analyseur de spectre.

L'insertion d'un filtre entre la sortie du générateur HF étalon objet de cet article, et l'entrée d'un analyseur de spectre permet de vérifier -et, si nécessaire, de corriger- les caractéristiques du filtre. On peut, de la même façon, vérifier et adapter la caractéristique de réponse en fréquence d'un analyseur de spectre (de quelque source que ce soit).

Fonctionnement de base

En principe, un générateur de spectre en peigne est un circuit générant -une lapalissade direz-vous- à intervalle régulier une impulsion en aiguille (de durée très brève). Son fonctionnement est "pronostiqué" -ou si vous préférez confirmé- par analyse de Fourier. Si l'on suppose qu'une impulsion numérique pure est générée avec un rapport cyclique de 1%, les amplitudes des harmoniques sont pondérées par rapport à (sin x)/x (sinusoïde de coupure). Cela signifie que l'amplitude des quelques premières harmoniques sera de l'ordre du centième de celle de l'impulsion d'origineet qu'elle ne diminuera pas au-delà de :

- 1 dBm jusqu'à la 26e harmonique ;
- 2 dBm jusqu'à la 37e harmonique ;
- 3 dBm jusqu'à la 44e harmonique ;
- 5 dBm jusqu'à la 55e harmonique ;
- 10 dBm jusqu'à la 74e harmonique.

En principe, l'atténuation sera infiniment grande à la centième harmonique et aux multiples de cet ordre (200, 300, etc.). Dans la pratique, la dérive du modèle théorique est relativement faible (une fois n'est pas coutume), surtout dans la partie HF du générateur HF étalon.

L'électronique

La nouvelle génération de circuits logiques AC (*Advanced CMOS*), introduite récemment sur le marché, permet de produire des impulsions très fines et ceci à des niveaux de puissance relativement élevés.

Dans le cas de notre montage, la fréquence fondamentale du générateur est de 1 MHz en mode HF et de 10 MHz en mode VHF.

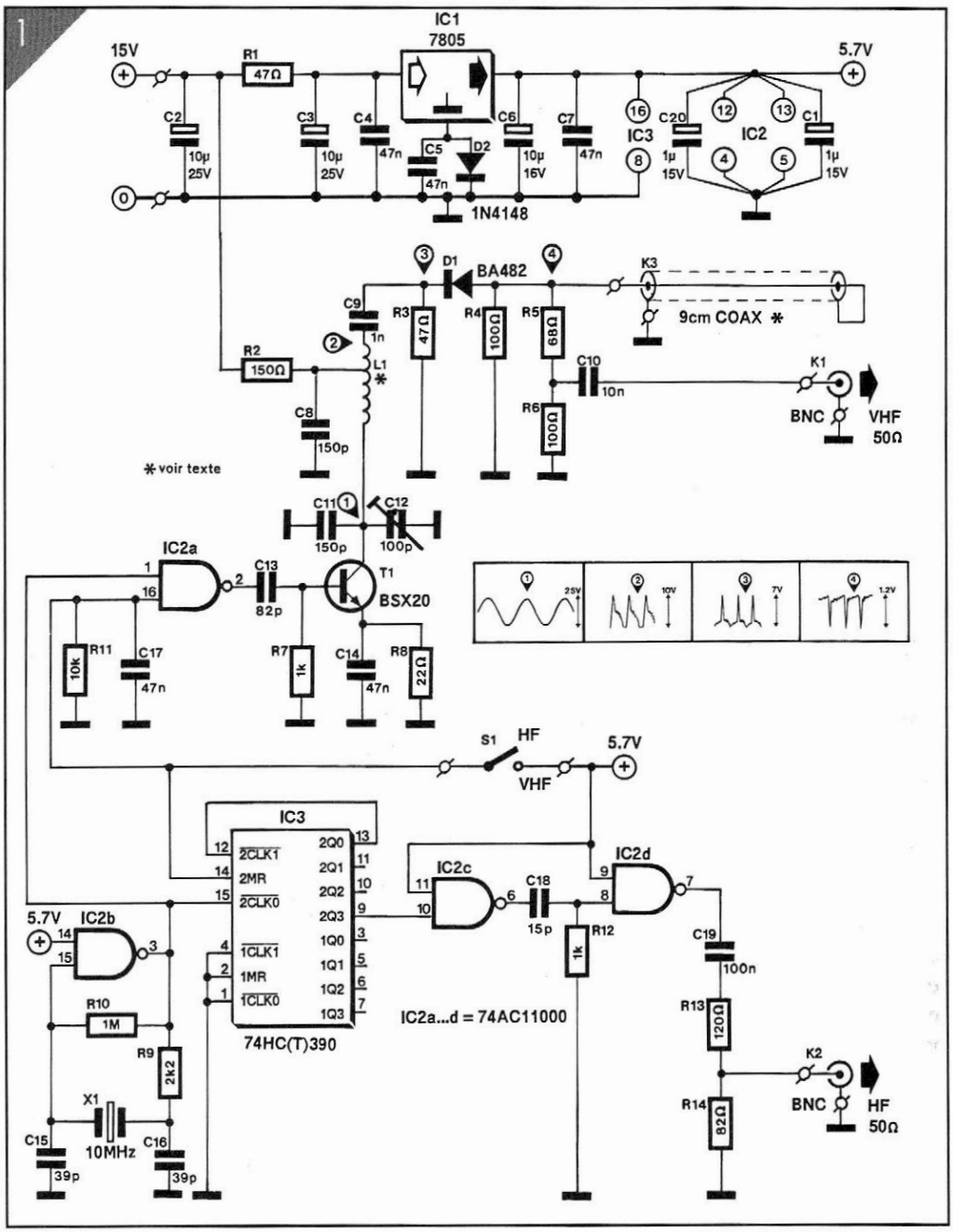


Figure 1. L'électronique du générateur HF étalon. Le générateur d'impulsions de 1 ns dans la section VHF du circuit prend la forme d'un morceau de câble coaxial associé à une diode à commutation rapide.

Généraleur d'impulsions HF

Si l'interrupteur simple S1 (**figure 1**) se trouve en position "HF" (ouvert), la partie VHF du circuit est mise hors fonction par l'intermédiaire de la porte IC2a. Une section de IC3, un double compteur décimal à 4 bits, divise le signal d'horloge de 10 MHz par 10. Le signal est mis en forme à l'aide de la porte ACL (AC + Logic), IC2c, pour donner une raideur suffisante aux flancs du signal de sortie, qui a alors une fréquence de 1 MHz.

En aval de la sortie de cette porte se trouve un réseau RC constitué par la résistance R12 et le condensateur C18. Par la présence de ce réseau, le signal de sortie de 1 MHz (1 µs) reste au niveau haut pendant 7,6 ns. Une seconde porte ACL, IC2d, est utilisée comme tampon du réseau différentiateur R12-C18. Le condensateur C20 et les résistances R13 et R14 garantissent une impédance terminale de 50 Ω à la sortie K2.

L'utilisation de circuits logiques du type AC implique que le rapport cyclique du signal de sortie peut dépendre quelque peu de la tension d'alimentation et de la température ambiante. Il apparaît pourtant que ceci n'a pas d'influence sur les premières dizaines d'harmoniques. La pratique nous a appris que leur niveau reste quasi constant. Nous avons, en vue de limiter au strict minimum la réduction du rapport cyclique, adopté pour ce montage une tension d'alimentation de 5,7 V, légèrement supérieure donc à la tension d'alimentation standard des circuits intégrés logiques. Si la tension d'alimentation croît, la vitesse de fonctionnement des portes augmente et le rapport cyclique augmente puisque les flancs sont plus raides, ce qui résulte en une amplitude plus élevée des harmoniques se trouvant loin dans le spectre des fréquences émises.

La fréquence de coupure de – 3 dBm de la section HF se trouve à quelque

50 MHz. Le premier minimum se produit à 130 MHz environ. Le niveau de sortie (- 25 dBm environ) suffit largement pour la plupart des applications (dans le domaine des hautes fréquences, 0 dBm correspond à 1 mW dans 50 Ω).
Le niveau des multiples de la seconde harmonique peut s'écarter de + 3 dBm au maximum. On peut réduire cet effet au strict minimum par un découplage des broches d'alimentation du 70AC11000 (IC2). Il faudra, si nécessaire, ne pas hésiter à déplacer le condensateur C1 (1 µF, au tantale) de la position prévue à l'origine pour le souder directement sur les deux broches d'alimentation de IC2, à cheval sur le circuit intégré.

Générateur d'impulsions VHF

Si l'on ferme les contacts de l'interrupteur S1, action se traduisant par la mise en mode VHF, le diviseur IC3 est bloqué évitant ainsi l'apparition de subharmoniques dans le spectre de sortie. En aval du tampon d'horloge se trouve le transistor à commutation rapide T1, un BSX20, qui fonctionne ici en classe C. L'étage à transistor produit un signal de sortie de 10 MHz à une puissance de quelque 50 mW. Ce transistor commande, à travers la self L1, le générateur d'impulsions proprement dit.
Pour obtenir une impulsion très courte mais bien définie, une astuce d'électronique (sous la forme d'un morceau de câble coaxial) a été empruntée à ceux qui travaillent en *TDR*, c'est-à-dire la *time domain reflectometry*, ou encore (littéralement) la mesure des réflexions dans le domaine du temps. Qu'est-ce donc que cela ? Voici quelques mots d'explications à propos de l'application *TDR* qui nous intéresse ici, à savoir la production d'une impulsion extrêmement courte et de longueur strictement définie.
L'idée de base est la suivante : lorsque l'on applique une impulsion -quelle qu'elle soit- à une ligne de transmission, **cette impulsion ne sait pas ce qui l attend** au bout de la ligne et se comporte comme si cette ligne était parfaitement chargée. La tension à l'entrée de la ligne vaut à cet instant précis exactement la moitié de la tension de sortie à vide du générateur d'impulsions, à condition bien évidemment que l'impédance de sortie du générateur soit la même que celle de la ligne. Un front d'onde se déplace ensuite le long de la ligne, à une vitesse dépendant des caractéristiques de cette dernière, et généralement voisine de 0,66 fois la vitesse de la lumière dans l'air ou dans le vide. Le coefficient 0,66 est appelé coefficient de vélocité, la vitesse de la lumière étant arrondie (!) à 300000 km/s. Lorsque l'impulsion arrive au bout de la ligne et si la charge d'extrémité est égale à l'impédance caractéristique de la ligne, c'est-à-dire s'il y a adaptation parfaite, il ne se passe rien et les choses en restent là.
Si, par contre, il y a désadaptation, une fraction de l'amplitude de l'impulsion va être réfléchie vers la source.
Si la charge d'extrémité est plus grande que l'impédance caractéristique de la ligne, le front renvoyé vers la source sera positif et la tension résultante à l'entrée de la ligne après le temps nécessaire au front d'onde pour effectuer le trajet de retour sera plus importante que les 50 % initiaux. À l'oscilloscope, on remarquera donc la présence d'un escalier "montant" dont la **largeur** de la "marche" sera égale au temps nécessaire au front de tension pour arriver à l'extrémité de la ligne et en revenir.
De la même manière, si la charge d'extrémité est plus faible que l'impédance caractéristique, le front renvoyé vers la source sera négatif et la tension résultante à l'entrée de la ligne après le temps nécessaire au front d'onde pour effectuer le trajet aller et retour sera inférieure aux 50% initiaux. À l'oscilloscope, on remarquera donc la présence d'une "bosse rectangulaire" dont la largeur sera égale à **deux** fois le temps nécessaire au front de tension pour parcourir le trajet **d une extr mit l autre** de la ligne
Dans les deux situations, il ne se passera plus rien, puisque le front de retour va rencontrer l'impédance de sortie du générateur, qui est égale à l'impédance caractéristique de la ligne de transmission : il n'y aura plus d'autres réflexions.
Si contrairement à ce que nous avons supposé au départ, la ligne de transmission n'était pas adaptée au générateur, ce phénomène d'échos se reproduirait à l'infini jusqu'à arriver à une valeur de "compromis", les derniers échos n'étant plus mesurables en amplitude parce que beaucoup trop petits.
Cette technique permet donc, par l'examen de la partie du signal rectangulaire se trouvant immédiatement après une transition, de déterminer la qualité de l'adaptation d'une ligne de transmission par le niveau et la forme des différents échos apparaissant à l'écran d'un oscilloscope ultra-rapide. La longueur des différents escaliers permet de situer l'endroit précis de chaque désadaptation.
Dans notre cas, la désadaptation est totale puisque l'extrémité de la ligne est court-circuitée. Le front d'onde de retour sera donc négatif et égal en amplitude au signal incident à la charge, c'est-à-dire au courtcircuit, puisque la somme des tensions incidente et réfléchie à l'extrémité de la ligne doit valoir zéro. Ce front de retour va absorber toute la tension qui s'était accumulée tout au long de la ligne, et arrivé au générateur, ne provoquera pas de réflexions supplémentaire, puisque dans ce sens, le front de retour trouve une impédance de charge (l'impédance de sortie du générateur) qui est adaptée à celle de la ligne.

Qu'observera-t-on à l'oscilloscope ? Une courte impulsion positive ou négative, dont la longueur sera égale à **deux** fois le temps mis par le front d'impulsion pour parcourir la longueur de la ligne de transmission. Revenons à présent à notre circuit.
Il nous faut ici une impulsion d'une durée de 1 ns (1×10^{-9} s). Le "générateur d'impulsions" prendra donc la forme d'un petit morceau de câble coaxial court-circuité à l'une de ses extrémités, associé à une diode rapide. La longueur de ce morceau de câble peut être déterminée à l'aide de la formule suivante :
$\frac{1}{2} \times 0{,}6 \times 3 \times 10^{8} \times 1 \times 10^{-9}$ [m],
multiplication dont le résultat est 0,09 m, soit 9 cm. Dans cette équation, le facteur 0,6 représente le facteur de vélocité du câble coaxial et 3×10^{8} la vitesse de la lumière dans le vide.
Nous avons essayé différents types de diodes à la position occupée par D1. Il est remarquable que la diode ayant donné les résultats les meilleurs soit la BA482, une diode à commutation de

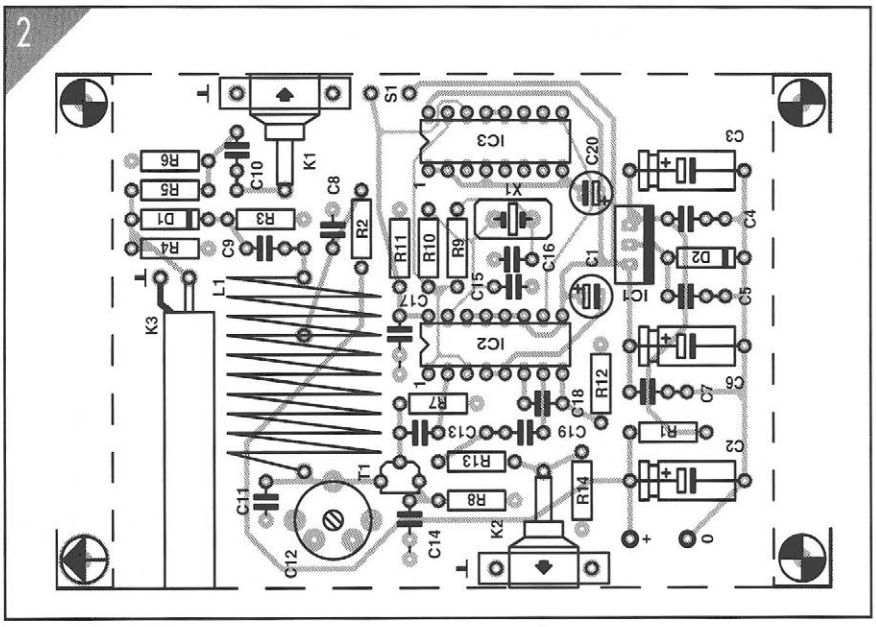


Figure 2. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du générateur HF étalon.

bande VHF à la fois bon marché et disponible partout dans le commerce.
Le niveau de sortie de la section VHF est de - 20 dBm environ. Ce niveau diminue de quelque - 2 dBm à 200 MHz environ et de - 8 dBm à 400 MHz. Le premier minimum se produit à une fréquence de 1 GHz environ, le second à 2 GHz, etc. Ceci signifie que l'on peut, si l'on utilise l'analyseur de spectre HP8551, appareil fort apprécié et très utilisé, se passer de filtres supplémentaires pour éviter un décalage de la ligne de base.

Réalisation

L'existence d'un circuit imprimé, dont on retrouve l'implantation des composants en **figure 2**, garantit une réalisation aisée et sans problème du générateur HF étalon.
Il est recommandé de réduire au strict indispensable l'espace entre les composants et le circuit imprimé. Dans la pratique cela implique qu'il faudra ramener au minimum la longueur des broches de connexion des composants. Les résistances à film métallique sont (de préférence) de la série SFR25 de Philips. Tous les condensateurs non-électrolytiques sont du type céramique. Pour les capacités les plus importantes (47 nF et 100 nF) on pourra utiliser des condensateurs de type MKT ou des condensateurs au polycarbonate. Les circuits intégrés sont soudés directement sur la platine, pas question donc d'utiliser de support. Les soudures du condensateur ajustable C12 et du quartz X1 sont à effectuer avec prudence pour éviter "l'entrée en fusion" de ces composants. On soudera les broches centrales des embases BNC K1 et K2 directement sur la platine. Les parties filetées de ces embases peuvent être fixées contre le plan de masse à l'aide de deux brides métalliques.
La self L1 comporte 9,5 spires de fil de cuivre argenté (SWG20) de 1 mm de section. Le diamètre intérieur de L1 est de 21 mm environ ce qui veut dire que l'on pourra la bobiner sur un starter de tube luminescent par exemple. Après

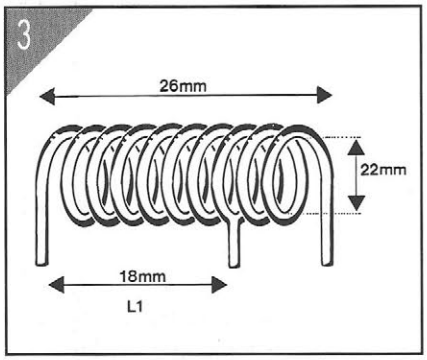


Figure 3. Croquis de la "construction" mécanique de la self L1.

LISTE DES COMPOSANTS du GÉNÉRATEUR ÉTALON

• Résistances :
R1, R3 = 47 Ω
R2 = 150 Ω
R4, R6 = 100 Ω
R5 = 68 Ω
R7, R12 = 1 kΩ
R8 = 22 Ω
R9 = 2,2 kΩ
R10 = 1 MΩ
R11 = 10 kΩ
R13 = 120 Ω
R14 = 82 Ω

• Condensateurs :
C1 = 1 µF / 15 V tant.
C2, C3 = 10 µF / 25 V
C4, C5, C7,
C14, C17 = 47 nF cér.
C6 = 10 µF / 16 V
C8, C11 = 150 pF cér.
C9 = 1 nF cér.
C10 = 10 nF cér.
C12 = 100 pF rég.
C13 = 82 pF cér.
C15, C16 = 39 pF cér.
C18 = 15 pF cér.
C19 = 100 nF cér.
C20 = 1 µF / 16 V rad.

• Selfs :
L1 = bobine à air à 9,5 spires de fil de cuivre argenté (SWG20) de 1 mm de section au diamètre intérieur de 21 mm environ

• Semi-conducteurs :
D1 = BA482 (Philips)
D2 = 1N4148
T1 = BSX20 (Philips)
IC1 = 7805
IC2 = SN74HCT11000N (Texas Instruments)
IC3 = SN74HC(T)390

• Divers :
K1, K2 = embase BNC
S1 = interrupteur simple
X1 = quartz 10 MHz
10 cm environ de câble coaxial 50 Ω, RG58, coefficient de vélocité 0,6

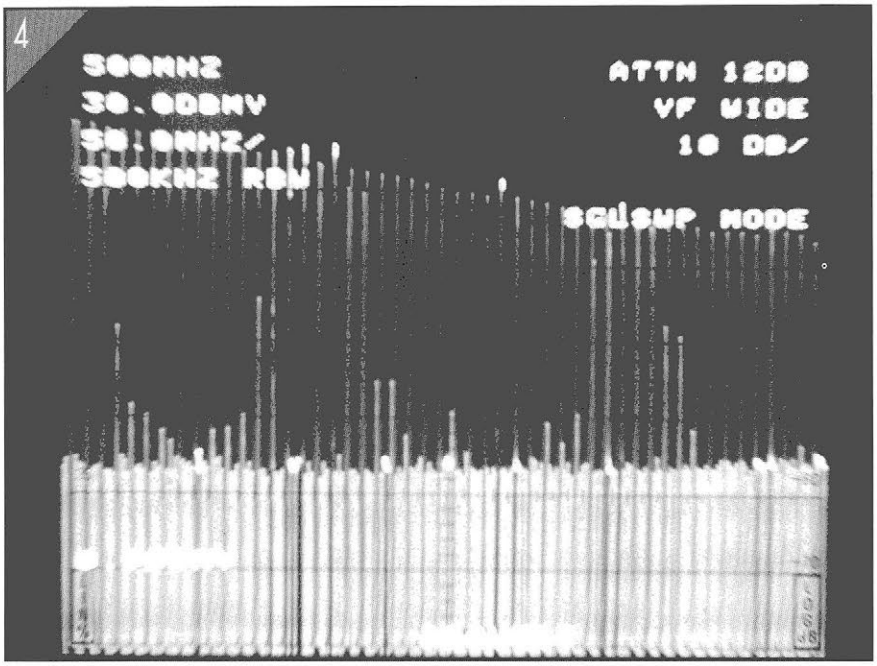


Figure 4. Un montage qui "coiffe" ! Un spectre de sortie, à la forme d'un peigne, du courant continu à une fréquence de 1 GHz environ (en mode VHF).

avoir bobiné 9,5 spires en les serrant sur ce gabarit improvisé. Il faudra étirer la self en veillant à obtenir un espacement régulier entre les spires (**figure 3**) ; on met ensuite en place une dérivation au niveau de la troisième spire à compter de l'une des extrémités. Cette opération implique de gratter le vernis à l'emplacement prévu pour la soudure avant de souder le petit bout de fil nécesaire.
On peut maintenant procéder à la fixation de la self sur le circuit imprimé. Il est important d'éviter que les spires ne touchent le plan de masse présent du côté "composants" de la platine !
On peut fixer la self à sa position définitive à l'aide de quelques gouttes de cire (de bougie, voir photo en début d'article).
Il est indispensable de doter le circuit d'un blindage réalisé à l'aide d'un morceau de tôle de 300 x 25 mm environ, auquel on aura donné la forme requise en le repliant par trois fois. La ligne pointillée de la sérigraphie permet de déterminer les dimensions à donner à ce blindage.

Un orifice de 8 mm de section percé dans l'un des côtés de ce blindage permettra d'y enfiler le morceau de câble coaxial. Deux autres orifices, de 9 mm de diamètre et percés aux positions données par la sérigraphie recevront les embases BNC.

On soude, en s'aidant d'un fer à souder de bonne puissance, la tôle de blindage sur le circuit imprimé. Il ne nous reste plus ensuite qu'à fabriquer un couvercle pour refermer ultérieurement l'ensemble du générateur HF étalon.

Il faudra percer dans ce couvercle un orifice destiné à recevoir l'interrupteur S1. Pour effectuer le raccordement de la ligne de la tension d'alimentation positive à travers le blindage, il est recommandé de faire appel à un condensateur de passage que l'on fixe dans l'un des côtés du blindage.

L'ensemble ainsi constitué pourra prendre place dans un second boîtier de dimensions plus importantes dans lequel on pourra également, le cas échéant, loger le module d'alimentation. Il est également possible, si l'on ne se sent pas la vocation de carrossier/tôlier, de faire appel à un boîtier métallique moulé, en aluminium injecté par exemple, de dimensions convenables. On y placera l'électronique du générateur HF étalon après avoir percé tous les orifices nécessaires.

Ce montage nécessite une tension d'alimentation régulée de 15 V. Un module standard, réalisé à l'aide d'un régulateur de tension du type 7815, fera parfaitement l'affaire sachant que la consommation du circuit reste en toutes circonstances inférieure à 50 mA.

Réglage

Un seul composant entre en ligne de compte pour le réglage : le condensateur ajustable C12.

On commencera le processus de réglage par le branchement à la sortie VHF d'un analyseur de spectre pour jouer ensuite sur C12 afin d'obtenir le niveau de signal le plus élevé possible. Si l'on ne dispose pas d'un analyseur de spectre, il faudra connecter, par l'intermédiaire d'une sonde 10 : 1, un oscilloscope au collecteur du transistor T1 (point de mesure 1).

On jouera sur C12 pour obtenir un signal sinusoïdal de la forme la plus régulière possible à l'amplitude la plus grande possible. Dans la plupart des cas ce réglage est tout à fait satisfaisant. Il se peut cependant qu'il soit nécessaire, ultérieurement, de régler le condensateur ajustable à une capacité légèrement plus élevée pour compenser la capacité de la sonde utilisée lors du réglage.

Terminons cet article avec un petit paragraphe, destiné à nos lecteurs les plus enthousiastes. Si vous désirez réduire l'intervalle des impulsions, il faudra, soit modifier le diviseur (IC3 ; sortie VHF), soit, et mieux encore, choisir un quartz d'une autre fréquence. En règle générale il sera également nécessaire d'adapter la durée d'impulsions à la nouvelle durée d'intervalle. Si l'on oublie de procéder à cette adaptation, on peut être assuré que le niveau du signal de sortie chutera.

On notera pourtant qu'une adaptation de la durée d'impulsion se traduit par le maintien au niveau d'origine de la puissance en sortie, mais que la valeur de la fréquence maximale admissible est modifiée.

RÉCEPTEUR À CONVERSION DIRECTE

POUR LA BANDE DES 20 MÈTRES

Le radioamateurisme est un violon d'Ingres qui coûte cher ou, pour être plus précis, qui revient cher si l'on achète tout son matériel. Le prix à payer rebute de très nombreux amateurs potentiels de ce qui a été, il n'y a même pas longtemps, le domaine de parfaits (dans le sens le plus noble du terme) amateurs qui réalisaient eux-mêmes tout leur équipement. Ils avaient découvert un certain nombre de filières de trafic où un matériel fabriqué soi-même remplissait parfaitement sa mission.
Nous avons pensé et à de futurs amateurs et aux anciens qui, blasés d'avoir à utiliser du matériel tout fait acquis à grands frais, aimeraient fabriquer eux-mêmes leur récepteur afin de rendre une âme à leur passe-temps favori, lorsque nous avons décidé de vous proposer la construction d'un récepteur à conversion directe pour la bande des 14 MHz.

L'auteur s'était mis en tête de réaliser un émetteur/récepteur (*transceiver* disent-ils outre-Manche) comme une sorte de défi à ses propres connaissances en électronique, désirant découvrir des méthodes d'approche de problèmes permettant de répondre à une foule de questions le plus simplement possible. En vertu d'un choix de simplicité effectué en toute connaissance de cause, le récepteur a été conçu pour la réception d'une seule bande, de sorte que l'on n'ait pas à trouver de solution pour tous les problèmes de changement de gamme auxquels est confronté un *transceiver* du commerce. Il fut décidé, et nous ne prétendrons pas que tout le monde sera d'accord avec notre choix, que la bande des 14 MHz (20 mètres) serait la plus intéressante –bien que l'on eût fort bien pu opter pour la bande de 3,5 MHz (80 mètres)– car cette bande des 20 mètres permettrait l'utilisation d'une antenne dipôle de dimensions raisonnables. Vu le caractère plus qu'expérimental d'un futur émetteur/récepteur

14 MHz, l'auteur décida de réaliser la partie réception séparément de façon à commencer par éliminer tous les problèmes qui se posent lors de la mise au point d'un tel projet, et ensuite de voir quels seraient les signaux que permettrait de recevoir une réalisation de prix aussi faible.

Le concept le mieux réussi de tous ceux qu'il a essayé a servi de base à cet article.

La conversion directe ?

Les récepteurs de trafic utilisent bien souvent la technique du double changement de fréquence : il s'agit de ceux que l'on désigne communément sous l'appellation "superhétérodyne". À l'opposé de cette technique complexe, la technique de conversion directe fait appel à un unique oscillateur stable qui travaille à la même fréquence que le signal capté ; en outre, l'ensemble du filtrage se fait dans le domaine de la BF, où il est relativement aisé de concevoir et réaliser un filtre passe-bande à selfs et condensateurs.

Les récepteurs à conversion directe sont destinés à la réception d'émissions en BLU (**B**ande **L**atérale **U**nique, ou ***SSB*** pour ***S**ingle **S**ide **B**and*) et en onde porteuse ou télégraphie (***CW*** pour ***C**arrier **W**ave*).

Le récepteur sera cependant, avec quelque dextérité de la part de son utilisateur, capable de démoduler des signaux en modulation d'amplitude (AM) bien que la porteuse puisse poser problème, une désyntonisation se traduisant par un sifflement puissant dans les écouteurs, et qu'il faille veiller à effectuer un réglage précis si l'on veut éliminer ce phénomène gênant.

Pour essayer de comprendre le principe de la conversion directe, imaginons un signal de bande latérale supérieure arrivant à l'antenne et ayant été émis à partir d'une porteuse de 14,200 MHz. S'il s'agit d'un signal de parole, comportant donc toutes les fréquences comprises entre 200 et disons 3000 Hz, le spectre du signal HF reçu s'étendra alors de 14,2002 à 14,203 MHz.

On va procéder, dans le récepteur à conversion directe, à un mélange de la bande de signaux entrants avec un signal stable de 14,200 MHz issu de l'oscillateur local. Le mélangeur produit des signaux dont les fréquences valent la somme et la différence des signaux incidents.

Le spectre des fréquences "somme" se trouvera aux environs et au dessus de 28,4 MHz, plus précisément de 28,4002 à 28,403 MHz ; et celui des fréquences "différence" se trouvera, lui, aux environs et au dessus de ...0 Hz, plus précisément de 200 à 3000 Hz !

Il s'agit donc d'un spectre BF, et c'est celui du message transporté par l'onde HF qu'il suffit de récupérer au moyen d'un simple filtre passe-bas placé à la sortie du mélangeur.

Si l'oscillateur local travaille légèrement à côté de la fréquence correcte, on obtient bel et bien le traitement du signal HF, mais le signal audio résultant sera, selon la différence, ou trop aigu ou trop grave.

De plus, si l'oscillateur local du récepteur est réglé légèrement plus haut que la porteuse initiale d'un message reçu, celui-ci sera traité comme un signal de bande latérale inférieure et le décodage fonctionnera toujours aussi bien.

Par contre, ce qui est plus comique et vous arrivera certainement, est la chose suivante : si, au hasard des réceptions, il vous arrive de vouloir décoder un signal émis en bande latérale supérieure et que vous placez la fréquence de votre oscillateur local au dessus du signal transmis, toutes les fréquences du signal décodé seront inversées et vous croirez entendre un pidgin totalement incompréhensible.

Il suffira de décaler légèrement la fréquence de l'oscillateur local vers le bas pour constater qu'il ne s'agissait – hélas ! – que du voisin procédant à des essais sur une (mauvaise) charge fictive...

Description du circuit

Le m langeur

Le mélangeur est le cœur du récepteur à conversion directe. Bien que l'on puisse envisager l'utilisation d'un mélangeur quelconque du commerce, il nous a semblé qu'il serait plus judicieux de faire appel à un mélangeur symétrique vendu sous la forme d'un boîtier métallique intégrant toute l'électronique nécessaire, en particulier si la réalisation du dit récepteur avait lieu dans la perspective de la fabrication d'un ensemble émetteur/récepteur complet. Grâce à l'utilisation d'un mélangeur de ce type, on pourra laisser l'oscillateur local fonctionner en continu et donc appliquer son signal en permanence à l'une des broches d'entrée du circuit mélangeur.

Cette approche se traduit par une tendance sensible à la stabilisation de la fréquence de l'oscillateur local et des performances générales du montage, par le maintien d'une température de fonctionnement constante de tous les éléments de la partie HF du récepteur. Le rayonnement de l'oscillateur local vers l'antenne est une autre source de soucis sur les récepteurs à conversion directe.
À nouveau, la caractéristique principale de symétrie du mélangeur utilisé aidera à prévenir toute fuite de signal dans cette direction.

Il existe un autre risque de transmission du signal de l'oscillateur local vers l'antenne, lié directement à la configuration du circuit. En effet, contrairement à ce qui est le cas dans un récepteur (super)hétérodyne, le filtre passe-bande du circuit d'entrée est accordé sur une fréquence quasiment identique à celle de l'oscillateur local.

Tout rayonnement de cet oscillateur peut être facilement capté par les bobines du filtre et malheureusement émis par l'antenne de réception. Il faudra donc veiller à blinder soigneusement toutes les parties du circuit susceptibles d'émettre ou d'absorber un tel rayonnement ; l'adjonction d'un étage de préamplification du signal d'antenne permettrait de supprimer défini-

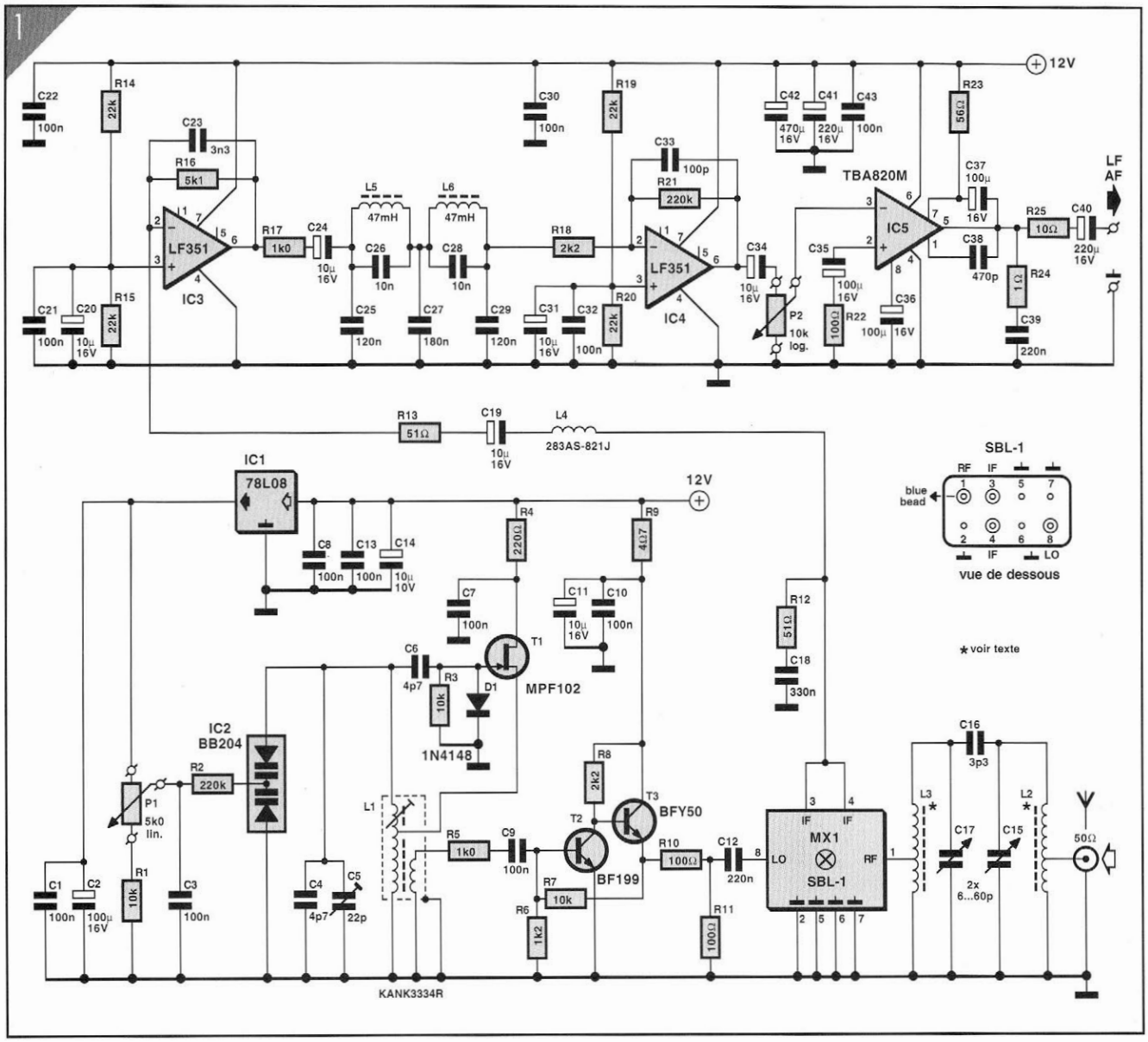


Figure 1: Schéma complet du récepteur à conversion directe.

tivement toute vélléité de nuisance au voisinage.

L'oscillateur

Un facteur essentiel du concept proposé ici est la stabilité de l'oscillateur unique qui, dans le cas présent, voit sa plage de fréquence s'étendre de 13,950 à 14,400 MHz, et donc varier dans un rapport de 1,0322.

La variation de capacité que requiert cette variation de fréquence est, en application de la formule de Thomson, égale à $1{,}0322^2 = 1{,}0655$ ou 6,6 %. L'inductance de l'enroulement primaire de L1 peut être estimée à 6 µH. La capacité nécessaire pour accorder cette bobine sur 14,2 MHz est d'environ 21 pF.

La variation de capacité nécessaire pour couvrir toute la bande des 14 MHz est alors de 0,0655 x 21 pF ou 1,38 pF. Une valeur aussi faible exclut d'office l'utilisation d'un condensateur variable à lames mobiles, il faudra donc avoir recours à un oscillateur local commandé par varicaps.

Après un temps de chauffage relativement court, cet oscillateur doit maintenir une fréquence stable à quelques hertz près si l'on ne veut pas que l'utilisateur ait à jouer sans arrêt sur la syntonisation. Pour allier précision et stabilité de réglage, une solution s'impose d'elle-même : la commande des varicaps à partir d'un potentiomètre multitours alimenté par un stabilisateur de tension indépendant.

On élimine de la sorte les problèmes dus aux effets de proximité (effet de main) et ceux posés par une commande avec démultiplication très précise et exempte de jeu, eu égard à la très faible variation de capacité demandée par le circuit oscillant.

La **figure 1** propose le schéma complet du récepteur. L'oscillateur, de type Hartley, fait appel à un transistor FET (***FET*** pour ***Field Effect Transistor*** ou transistor à effet de champ) à canal N

comme élément actif. Le circuit accordé se compose de l'inductance primaire de L1 et de la capacitance parallèle du condensateur C5, du condensateur C4 et de la paire de diodes varicap contenues dans IC2. Le condensateur C4 n'est pas strictement nécessaire au fonctionnement en bande des 20 mètres : nous avons cependant prévu son emplacement sur le circuit imprimé pour pouvoir éventuellement "récupérer" de trop fortes dispersions des caractéristiques des varicaps de IC2.

La réinjection destinée à l'entretien de l'oscillation est assurée par une prise intermédiaire disposée sur l'enroulement primaire de l'inductance, et la sortie de l'oscillateur provient d'un petit enroulement secondaire (tank) de sorte que le tampon monté en aval ne constitue qu'une charge très faible pour l'oscillateur proprement dit. La diode D1, le condensateur C6 et la résistance R3 fournissent la tension de polarisation de grille du FET et remplissent en même temps la fonction ô combien précieuse de contrôle automatique d'amplitude. Explication.

Au départ, l'oscillateur est à l'arrêt : incroyable, mais vrai ! La source et la grille du FET canal N étant toutes deux au potentiel de la masse, la tension V_{GS} est égale à zéro, et le gain (la transconductance, pour être précis) du transistor est maximum. Le bruit présent à la grille du FET va être transmis à la source et réinjecté en phase sur cette grille par l'autotransformateur éleveur de tension que constitue la bobine L1 vue depuis sa prise intermédiaire. Les condensateurs en parallèle sur cette bobine vont entrer en action et la transformer en circuit accordé, de sorte que seule la fréquence de bruit égale à la fréquence de résonnance parviendra à la grille et sera à nouveau réinjectée dans le circuit. L'oscillateur a démarré.

À travers la diode D1, le condensateur C6 va se charger à la valeur de crête de l'alternance positive du signal HF présent sur son armature gauche. Pendant l'alternance négative, la tension accumulée sur ce condensateur va s'additionner algébriquement à la tension HF présente sur l'armature gauche, amenant ainsi la grille de T1 à un potentiel fortement négatif et par là-même forçant le transistor à se bloquer. Au bout de quelques cycles, et grâce à la décharge de C6 par R3, il s'établira un état d'équilibre où le transistor fournira exactement le gain nécessaire à l'entretien de l'oscillation ; si l'amplitude de l'oscillation a tendance à augmenter, le gain du transistor diminuera par accroissement de sa tension (négative) entre grille et source ou inversement. L'amplitude de l'oscillation est stabilisée par la simple addition de la diode D1 qui permet d'utiliser le condensateur de liaison C6 comme élément de commande automatique de gain.

Au cours de la mise au point de cette réalisation, nous avons employé pour T1 successivement un BF245, un 2SK55 et un MPF102. Quel qu'ait été le type de transistor, le signal disponible en sortie fut le même, de sorte que l'on pourra utiliser n'importe lequel des dits transistors, voire expérimenter avec d'autres, en veillant cependant à ne pas faire d'erreur de connexion sachant que ces différents composants ne sont pas nécessairement compatibles broche à broche.

Il n'est pas conseillé, pour ce type de montage, de n'utiliser qu'une seule diode varicap en série avec un condensateur à la place de IC2, cathode supposée dirigée vers le haut. En effet, ce point soumis à la tension HF entraînerait une trop forte variation instantanée de la capacité de la varicap au cours d'un cycle d'oscillation : tension de polarisation presque nulle à l'instant du sommet positif de l'alternance HF, et fortement négative à l'instant du sommet négatif de la même alternance HF. Pour éliminer ce problème, l'oscillateur fait appel à une paire de diodes varicap à cathode commune utilisées tête-bêche. Ces diodes se présentent sous la forme d'un boîtier TO-92. Quel est l'avantage de cette configuration ?

Tout d'abord, étant assemblées dans un même boîtier et provenant plus que probablement de la même tranche de silicium, les deux diodes ont une température et des caractéristiques quasiment identiques. Mais surtout, lorsque l'une des diodes voit sa tension de polarisation inverse diminuer l'autre la voit augmenter, de sorte que la capacitance aux bornes des anodes reste approximativement constante puisque la capacitance équivalente résulte de la mise en série des deux varicaps. De plus, pour cette même raison, la valeur de la capacitance maximale qui puisse être atteinte est réduite de plus de moitié ; cela signifie qu'il faudra prévoir une plus grande excursion de la tension de commande pour couvrir la même gamme de fréquences, ce qui nous arrange très bien dans les conditions où l'oscillateur doit travailler.

Il faudra bien sûr maintenir la diode supérieure en condition de polarisation inverse lors du sommet positif de l'alternance HF. On y parvient en s'assurant que la tension de polarisation centrale minimale soit supérieure à la tension HF de crête à l'extrémité supérieure de la self, tension définie par le processus d'autorégulation en amplitude du transistor T1 expliqué quelques lignes plus haut.

La tension de polarisation est dérivée de la tension de sortie du régulateur de 8V, IC1. Elle est définie par le diviseur de tension constitué par le potentiomètre 10 tours P1 et la résistance R1. Cette tension ne sera en aucun cas inférieure à 5,3 V, ce qui autorise ainsi un maximum de tension de 6 V HF crête au sommet du circuit accordé avant l'entrée en conduction de la diode varicap supérieure de IC2.

Les condensateurs Cl et C2 stabilisent la tension de syntonisation et évitent que des résidus d'oscillation HF transmis par P1 ne soient réinjectés dans le régulateur de tension IC1. La résistance R2, tout en appliquant la tension de polarisation aux cathodes des varicap sans la perturber (les deux diodes sont en permanence bloquées et peuvent être assimilées à deux petits condensateurs), constitue avec le condensateur C3 de 100 nF un filtre passe-bas qui élimine théoriquement toute présence de HF sur le curseur du potentiomètre P1. La résistance R4 associée au condensateur C7 isole le drain du FET de la tension d'alimentation de 12 V, afin d'éviter une

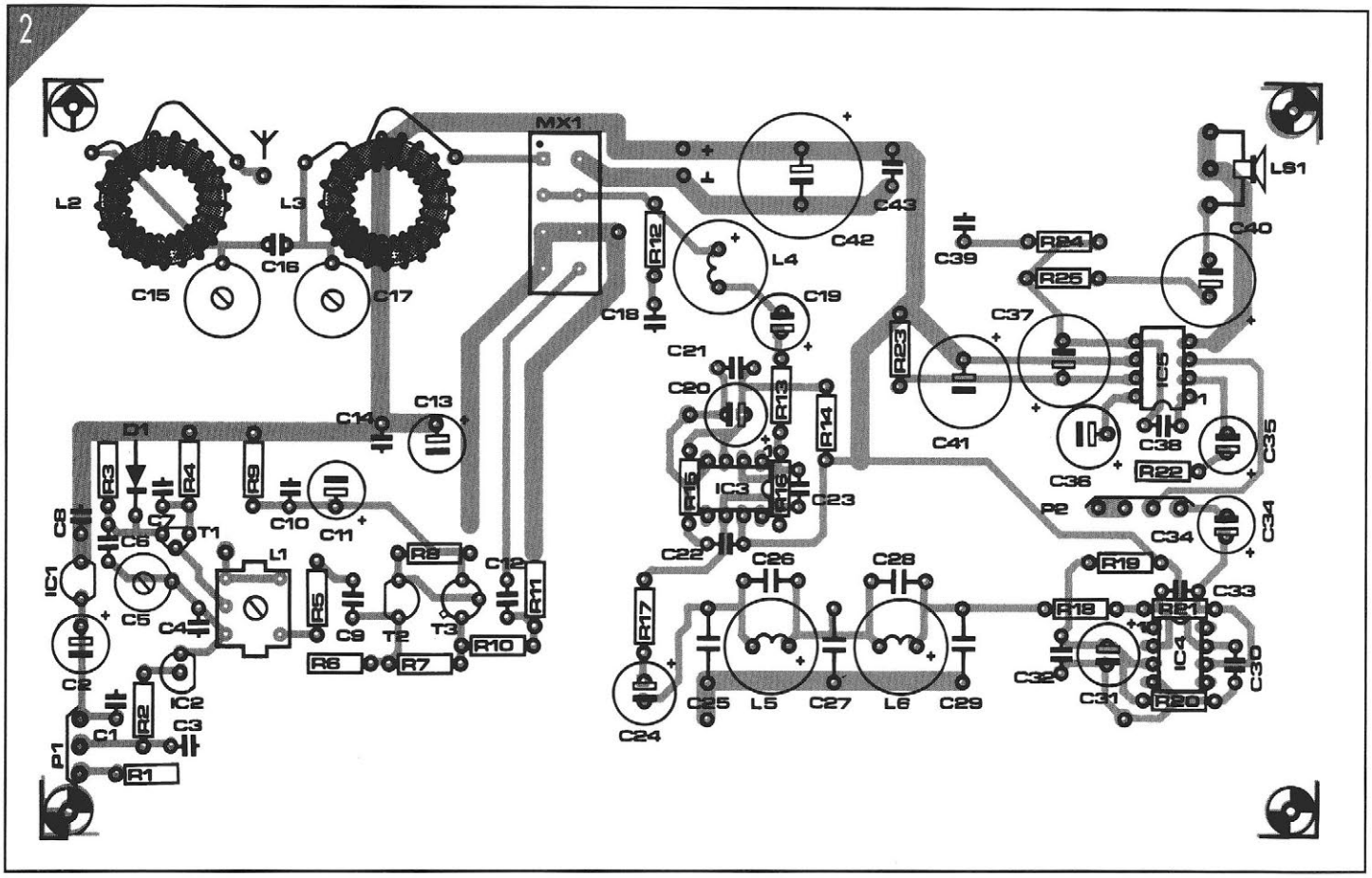


Figure 2 : L'implantation des composants de la platine du récepteur à conversion directe. Il s'agit d'une platine double face dont la face côté composants sert uniquement de plan de masse. On peut y souder sans difficulté tous les blindages destinés à isoler les différentes parties du circuit.

fois de plus toute réinjection de HF vers les autres parties du circuit.

Le second étage, c'est-à-dire le circuit autour des transistors T2 et T3, est un amplificateur-tampon donnant au signal disponible à la prise intermédiaire du transformateur un niveau de quelque 1,5 Vcc dans une charge de 200 Ω. La disposition des résistances R10 et R11 est telle que le circuit MX1 "voit" une impédance de source de 50 Ω depuis son entrée LO, permettant ainsi une attaque correcte du mélangeur symétrique.

Le circuit HF et le m langeur

Le circuit d'entrée est d'une simplicité remarquable. Deux circuits accordés identiques à condensateur d'interconnexion remplissent, par rapport au signal entrant, une fonction de filtre passe-bande. Ils ont un facteur de qualité (Q) de 10 avec l'impédance de 50 Ω que représentent l'antenne et l'entrée du mélangeur. La liaison entre les deux circuits accordés est assurée par le condensateur C16 de 3,3 pF. Le mélangeur SBL-1 possède une entrée 50 Ω asymétrique, sa broche 1, une entrée pour oscillateur local sous une impédance de 50 Ω en broche 8 et des sorties fournissant le signal, ses broches 3 et 4. On dispose aux sorties de la fréquence de somme et de la fréquence de différence ainsi que tout autre signal pouvant fuir par l'intermédiaire du mélangeur. De ces différents signaux disponibles, la fréquence de différence est le signal audio que nous allons utiliser et amplifier ; les autres signaux issus du mélangeur n'étant que des signaux HF indésirables qu'il faudra rapidement éliminer.

Le filtre BF et les amplificateurs

La liaison entre le mélangeur MX1 et le premier amplificateur BF IC3 peut paraître assez bizarre, aussi allons-nous étudier le rôle de chaque composant en détail.

La résistance R12, de 51 Ω, représente la résistance de charge HF de la sortie du mélangeur ; le condensateur C18 isole cette sortie de la masse en continu. La self L4 bloque le passage de la HF vers l'amplificateur IC3. Le condensateur C19 de 10 µF isole la tension continue présente à l'entrée de l'amplificateur opérationnel de celle présent à la sortie du mélangeur ; il constitue de plus, en association avec la résistance R13 de 51 Ω, un filtre passe-haut dont la fréquence de coupure est de l'ordre de 310 Hz. Cette résistance R13 également de 51 Ω, représente l'impédance d'entrée de IC3. Elle fixe, avec la résistance R16 de 5,1 kΩ, le gain du premier étage BF à 100 fois. Cette dernière résistance détermine, avec le condensateur C23 de 3,3 nF, la fréquence de coupure

LISTE DES COMPOSANTS du RÉCEPTEUR À CONVERSION DIRECTE

• Résistances :
(250 mW – 5 %, au carbone ou à film métallique)

R1, R3, R7 = 10 kΩ
R2, R21 = 220 kΩ
R4 = 220 Ω
R5, R17 = 1 kΩ
R6 = 1,2 kΩ
R8, R18 = 2,2 kΩ
R9 = 4,7 kΩ
R10, R11, R22 = 100 Ω
R12, R13 = 51 Ω
R14, R15, R19, R20 = 22 kΩ
R16 = 5,1 kΩ
R23 = 56 Ω
R24 = 1 Ω
R25 = 10 Ω
P1 = 4,7 kΩ lin 10 tours
P2 = 10 kΩ log

• Condensateurs :
(électrochimique : 16 V ou plus)

C1, C3, C7 à C10,
C14, C21, C22, C30,
C32, C42 = 100 nF
C2, C11, C13, C19,
C20, C24, C31, C34 = 10 µF rad.
C4 = voir texte
C5 = 22 pF aj.
C6= 4,7 pF cér.
C12, C39 = 220 nF cér.
C15, C17 = 60 pF aj.
C16 = 3,3 pF cér.
C18 = 330 nF cér.
C23 = 3,3 nF poly.
C25, C29 = 120 nF poly.
C26, C28 = 10 nF poly.
C27 = 180 nF poly.
C33 = 100 pF cér.
C35 à C37 = 100 pF
C38 = 470 pF cér.
C40 = 220 µF rad.
C41 = 470 µF rad.

• Semi-conducteurs :
D1 = 1N4148
MX1 = SBL-1
T1 = MPF102
T2 = BF199
T3 = BFY50/51/52 2N3053
IC1 = 78L08
IC2 = BB204
IC3, IC4 = LF351 ou TL071
IC5 = TBA820M (Philips)

• Bobines :
L1 = KANK3334R (Toko)
L2, L3 = tore T68-2 (Micrometals)
L4 = 283AS-821J (Toko)
L5, L6 = 181LY473 (Toko)

• Divers :
indicateur à 10 tours
bouton pour le contrôle de volume BF
boîtier en aluminium moulé 190 x 110 x 60 mm
embase d'entrée HF BNC ou SO239
casque d'écoute type baladeur
embase d'entrée d'alimentation
câble coaxial BF pour l'adapteur du casque d'écoute
morceaux de fil de cuivre émaillé de 0,45 mm de section (26AWG)

haute de l'amplificateur réalisé autour de IC3. Cette fréquence est d'environ 10 kHz, elle pourra si nécessaire être ramenée à 3,3 kHz en donnant au condensateur C23 une valeur de 10 nF.

Le filtre audio principal prend la forme des selfs L5, L6 et des condensateurs C25 à C29. L'ensemble constitue un filtre passe-bande à taux d'atténuation important au-delà de 3 kHz de manière à éliminer efficacement les signaux situés en-dehors de la plage BLU standard. Cette approche se traduit par la possibilité de capter plusieurs signaux CW s'ils sont de fréquences voisines, mais il nous a semblé que la plupart des utilisateurs de ce récepteur s'en serviraient pour l'écoute du trafic en BLU. On pourra monter si nécessaire un filtre de sélection de bande étroite pour suivre les transmissions CW.

L'amplification BF finale comporte deux étages : un amplificateur inverseur simple, polarisé de façon à pouvoir travailler avec une tension d'alimentation unique, suivi d'un amplificateur à faible puissance. Le récepteur à conversion directe ne possédant qu'une alimentation à tension unique de 12 VDC, il faut polariser l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel à environ + 6VDC pour le maintenir dans sa zone de fonctionnement linéaire.

La dite tension est fournie par le diviseur de tension constitué par les résistances R19 et R20, les condensateurs C31 et C32 étant chargés de supprimer toute composante de tension alternative qui pourrait apparaître à cette entrée. Un réseau absolument identique a été utilisé pour assurer la polarisation DC correcte de IC3, il s'agit cette fois des résistances R14 et R15 associées aux condensateurs C20 et C21. Le condensateur C24 élimine la tension continue présente à la sortie de IC1 avant de transmettre le signal BF au filtre principal. Le second étage à amplificateur opérationnel basé sur IC4 fournit un gain additionnel de 100 fois ou 40 dB avant que le signal ne soit appliqué à la commande de volume, P2, puis en aval à l'amplificateur de puissance IC5.

L'amplificateur de puissance BF possède un gain de quelque 35 fois, de sorte que l'ensemble du récepteur possède un gain en tension de l'ordre de 115 dB, valeur plus faible que ce que l'on peut avoir l'habitude de rencontrer avec ce genre d'appareils, mais parfaitement adaptée à l'écoute de transmissions radio à l'aide d'un casque stéréo.

L'idéal consiste en effet à pratiquer l'écoute au moyen d'un casque stéréophonique dont les deux écouteurs ont été reliés en série. Nous avons réalisé, et il vous faudra donc le réaliser aussi, un petit adaptateur pour remplir cette fonction. Nous avons même prévu la possibilité de brancher une paire de casques pour permettre une écoute simultanée. Notez qu'il est préférable de relier les

écouteurs en série plutôt qu'en parallèle (ce que l'on fait d'habitude) pour éviter une trop forte perte de puissance dans la résistance de protection R25 de 10 Ω.
Le condensateur C40 empêche tout couplage DC entre la sortie de l'amplificateur de puissance et le haut-parleur ou les écouteurs du casque.
Les deux amplificateurs BF ont été dotés de condensateurs entre leurs broches d'alimentation de manière à leur assurer une bonne stabilité.

La réalisation

L'ensemble du circuit, exception faite des deux potentiomètres, prend place sur un unique circuit imprimé double-face dont on retrouve l'implantation des composants en **figure 2**. L'une des faces de la platine comporte les pistes, l'autre, le côté composants, ne sera pas gravé du tout, constituant un plan de masse massif (c'est le cas de le dire) soit encore gravé comme l'illustre le dessin correspondant représenté dans les pages Service au centre de ce numéro hors-série HF2.

Il faudra, dans le premier cas, exposer et développer le côté pistes comme on le fait d'habitude en veillant à ce que l'autre côté reste parfaitement protégé pour éviter qu'il ne soit corrodé. L'étape finale de la réalisation de la platine consistera à percer les orifices prévus à l'aide d'un foret de 1 mm en utilisant comme repère les îlots situés du côté "cuivre". Huit des orifices sont utilisés pour simuler une métallisation des trous, c'est-à-dire que l'on y introduit un morceau de queue de composant que l'on soude de chaque côté de la platine ; c'est, par exemple, le cas de l'orifice situé à droite du filtre MX1, ou de R1.

Pour tous les endroits où l'on ne veut pas que la broche du composant entre en contact avec la masse il faudra, côté plan de masse, enlever le cuivre sur un rayon de 2 mm. On pourra, pour cette opération, utiliser un foret de 3 mm. Les broches de composants pour lesquelles il n'y a pas de trou seront repliées (et le cas échéant coupées) à la longueur convenable avant d'être soudées au plan de masse. C'est le cas de l'une des broches des condensateurs C7 et C10 par exemple.

Si on choisit la seconde approche, à savoir la gravure du plan de masse comme illustré dans les pages centrales, il ne sera pas nécessaire d'enlever de cuivre, les îlots d'isolation étant déjà gravés. Les composants à mettre à la masse seront soudés comme indiqué dans le paragraphe précédent.

Les onglets du boîtier de blindage de la self L1 sont mis à la masse en les repliant vers l'extérieur et en les soudant au plan de masse. Ce plan de masse conduit aussi bien électriquement que thermiquement, de sorte qu'il faudra disposer d'un fer à souder d'une puissance suffisante pour effectuer cette opération. Il faudra bien évidemment faire attention, si l'on utilise ce même fer à souder pour la soudure des autres composants, à ne pas détruire un composant fragile ou d'un îlot de soudage dans le feu de l'action.

Il faudra, si l'on veut pouvoir implanter le circuit imprimé dans le boîtier mentionné dans la liste des composants, supprimer les coins et les deux petits rectangles au centre de part et d'autre de la platine. Il est préférable de procéder à cette opération chirurgicale avant d'effectuer l'implantation des composants.

Cette dernière opération se fera de préférence dans l'ordre suivant. On commencera par identifier la position de la self et des trois circuits intégrés sachant que leur brochage est facilement reconnaissable. On replie les onglets du boîtier de blindage de la self pour y mettre ensuite un rien de soudure. On positionne la self proprement dite et on la soude avant de monter le blindage par-dessus et de le souder au plan de masse. On identifie ensuite les huit points d'interconnexion entre les deux faces que l'on dote de leur morceau de fil soudé des deux côtés de la platine.

Au vu, en certains endroits, de la densité de l'implantation des composants, il faudra travailler avec soin, sachant en outre que la platine que vous aurez réalisée ne comporte pas de sérigraphie. Attention donc à l'implantation des différents composants. La solution la plus aisée semble de commencer au centre pour poursuivre vers la périphérie. Pour ne pas faire courir de risques aux composants actifs, il est recommandé de commencer par implanter le condensateur et/ou la résistance associé(s) à un tel composant avant d'implanter le composant actif lui-même.

Sur le prototype nous avons soudé les trois circuits intégrés directement sur la platine sans prévoir de support. Vu le faible coût de ces composants, il n'est pas intéressant d'utiliser de support, d'autant plus que l'on risque un mauvais contact si l'on essaie de faire des économies à ce niveau-là.

Les seuls composants à ne pas prendre place sur la platine sont les deux potentiomètres. Le potentiomètre à 10 tours P1, ne véhicule que des signaux DC, et le risque de capture de rayonnement HF est éliminé par une mise à la masse sur la platine elle-même.

Le second potentiomètre, P2, véhicule des signaux BF présentant une amplitude relativement importante. Une bonne solution consiste à connecter ces deux potentiomètres à la platine à l'aide de chaque fois trois fils de câblage bien torsadés si la longueur des connexions devient trop importante.

La platine comporte l'espace suffisant pour la mise en place du condensateur C4 à utiliser pour une autre gamme de fréquences ou pour faciliter le réglage de l'oscillateur local. Il n'est pas strictement nécessaire pour la version 20 mètres du récepteur.

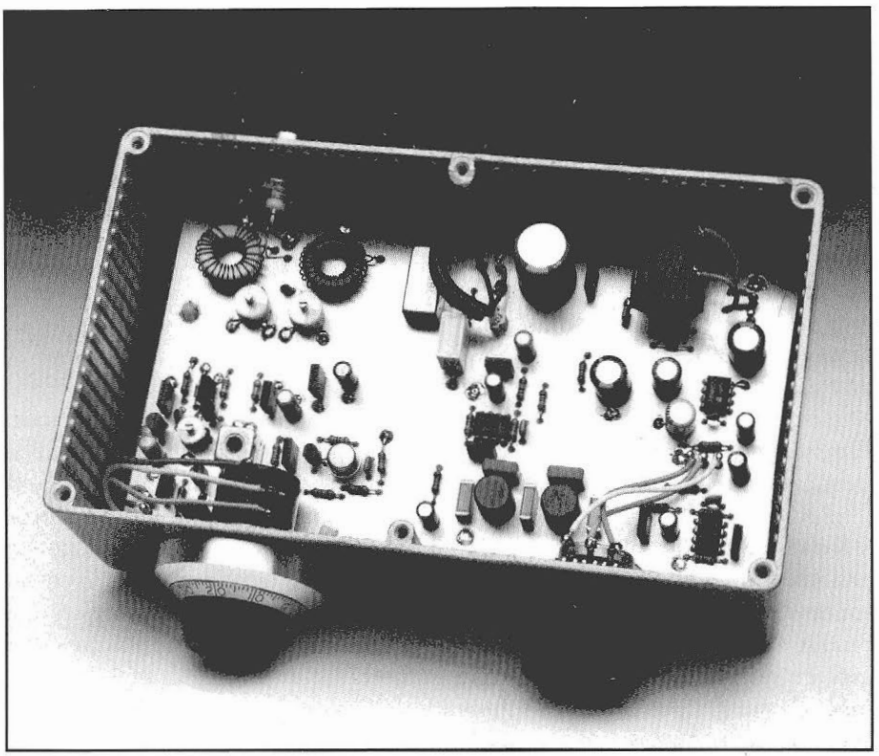
La connexion de l'antenne se fait par l'intermédiaire de deux selfs à tore de ferrite qu'il vous faudra fabriquer vous-même. On prendra, pour ce faire, un morceau de fil de cuivre émaillé de 0,45 mm de section d'une longueur de 60 cm environ dont on enlèvera l'émail isolant sur 1 cm environ à quelque 15 cm de l'une des extrémités. On replie sur lui-même le fil à l'endroit dénudé et on l'entortille ensuite sur 2,5 cm environ.

Ceci constitue la prise intermédiaire. On place le fil sur l'un des tores de ferrite et on embobine son extrémité la plus courte pour lui faire effectuer 5 spires. Cette extrémité constitue la connexion de masse. On bobine l'autre extrémité (la plus longue) dans le sens de rotation inverse en lui faisant exécuter 20 spires. Cette extrémité ira au point modal du condensateur d'accord, C15 ou C17 et du condensateur de couplage C16.

On répète la même séquence d'opérations pour le second tore de ferrite. On dispose maintenant de deux selfs de 25 spires à prise intermédiaire à 5 spires. L'une sera reliée à l'antenne 50 Ω, l'autre à l'entrée 50 Ω du mélangeur. Si vous préférez utiliser une antenne ayant une impédance de 75 Ω (voir, plus loin, le paragraphe consacré aux antennes), il faudra que la prise intermédiaire soit située à six spires et non plus à cinq spires du point de masse. La sérigraphie de l'implantation des composants ne rend qu'imparfaitement la technique de connexion des deux selfs L2 et L3. Il vaut mieux s'inspirer de la photographie. Prenons L2 : la prise intermédiaire –c'est-à-dire l'extrémité double– est reliée à l'îlot proche du point représentant l'antenne, l'extrémité courte étant soudée directement sur le cuivre de la platine à coté de l'endroit où elle quitte le tore de ferrite, l'extrémité longue allant quant à elle au point prévu à "11 heures".

En ce qui concerne L3, on soude l'extrémité double à l'îlot relié à la broche 1 du filtre MX1. L'extrémité courte est soudée au plan de masse à "12 heures" de la self, l'extrémité finissant les 20 spires étant soudée elle au point situé "au nord" de l'indication "L3". On soude ensuite les fils de liaison pour les composants extérieurs à la platine de circuit imprimé.

Le type d'embase utilisé pour la sortie audio dépend du jack de votre casque d'écoute. Plutôt que de remplacer le jack du casque il est préférable de mettre la main sur une embase de type adéquat.
Quoi qu'il en soit, il faudra, dans le cas du casque d'écoute stéréophonique,



utiliser les deux connexions "chaudes" c'est-à-dire celles qui véhiculent le signal, et laisser en l'air les connexions de "masse" reliées entres elles pour assurer la mise en série des deux écouteurs. On peut éventuellement envisager la mise en place d'un adaptateur de façon à pouvoir connecter deux casques d'écoute.

En ce qui concerne l'alimentation, on optera de préférence pour une embase dans laquelle viendra s'enficher le jack de sortie d'un module d'alimentation secteur du commerce. Il existe deux versions de cadran pour le potentiomètre à 10 tours : la version ronde possède un bouton de commande de bonnes dimensions, mais son cadran est plus difficile à lire.

La platine se glisse très précisément dans le boîtier, le plan de masse devant constituer un écran entre le fond du boîtier et les composants évitant ainsi les rayonnements parasites. Après avoir trouvé les emplacements convenables pour les organes de commande et les embases d'entrée et de sortie, en essayant de les positionner le plus près possible des points de connexion prévus à leur intention sur la platine, on procédera au perçage des orifices correspondants.

Le boîtier sera monté renversé de manière à faire disparaître les vis de fixation du couvercle. La connexion des potentiomètres se fera manière à ce qu'une rotation dans le sens horaire entraîne une augmentation de la fréquence ou du volume. Le contact avant (vu du haut et de face) de P1 sera soudé à la piste reliant les condensateurs C1 et C2. De même, le contact gauche de P2 sera soudé à la piste de C34 sinon les commandes ne fonctionneront pas comme prévu et l'étalonnage sera délicat.

Étalonnage

La procédure d'étalonnage de l'installation dépend de l'équipement dont on dispose. Le récepteur est conçu pour travailler avec une alimentation 12 V normalement utilisée pour la CB, alimentation qui peut fournir à vide jusqu'à 13,6 V. Bien que l'aluminium du boîtier constitue un bon écran électrique, il ne forme en rien un blindage magnétique. Les selfs L3 à L6 sont très sensibles au rayonnement magnétique d'un transformateur d'alimentation, dont l'effet se traduit par un signal de sortie subissant une distorsion importante. Il faudra donc veiller à ce que l'alimentation se trouve à un demi-mètre au

moins du récepteur si l'on veut éviter toute capture de rayonnement parasite du 50 Hz.

On commence par mettre les condensateurs variables C5, C15 et C17 en position médiane, le potentiomètre P1 étant positionné de telle façon que l'on mesure une tension de 8 V à l'extrémité de la résistance R2. On devrait trouver cette valeur lors d'une rotation en butée dans le sens horaire du potentiomètre s'il est monté correctement; cette tension devra correspondre à une fréquence de l'oscillateur de 14,4 MHz.

Si l'on dispose d'un oscilloscope à bande passante ≥ 20 MHz, on en connectera la sonde à l'émetteur de T3. On ajuste ensuite la position du noyau de L1 jusqu'à ce que la tension crête à crête mesurée sur l'émetteur de T3 soit de 3 V, voire plus. La fréquence ne nous intéresse pas pour le moment. On peut aussi envisager l'utilisation d'un voltmètre numérique doté d'une sonde HF, la tension mesurée devant à nouveau être de 3 V_{pp} ou 1 V_{eff} comme indiqué précédemment.

Disposer d'un fréquencemètre numérique est très utile pour définir la plage de fréquences de l'oscillateur, ce qui revient à étalonner le récepteur. Si l'on ne dispose pas d'un tel instrument de mesure, on pourra utiliser un autre récepteur, voire faire appel à un signal d'étalonnage produit par un oscillateur à quartz.

On vérifiera qu'il est bien possible de faire en sorte que la fréquence de l'oscillateur varie de 14,0 à 14,4 MHz, sachant que ce sont là approximativement les limites de la bande amateur des 20 mètres. On étalonne la lecture à l'aide du cadran dont est doté le potentiomètre à 10 tours.
Si l'on ne dispose ni d'un oscilloscope ni d'un multimètre numérique, on pourra, en laissant le condensateur ajustable C5 en position médiane, ajuster L1 à la fréquence convenable par comparaison avec un autre récepteur 20 mètres. Le signal de sortie de l'oscillateur devrait être suffisamment précis pour l'utilisation envisagée par la majorité des utilisateurs.

Une fois que l'oscillateur est réglé, il ne reste plus qu'à jouer sur les autres condensateurs variables de façon à obtenir en sortie le signal audio le plus puissant lors de l'application à l'embase d'antenne d'un signal relativement faible.
Ce signal pourra être "piqué" en l'air soit fourni par un générateur de signal ou un oscillateur à grid-dip.

Un alignement et un étalonnage précis exigent un fréquencemètre numérique, un calibreur à quartz ou l'emprunt d'un récepteur de communications. Si vous faites partie d'un club de radioamateurs, il serait étonnant que vous ne puissiez ni mettre la main sur un tel équipement ni trouver un de ses membres prêt à vous aider les quelques minutes que durera l'étalonnage.

Installation de l'antenne

Ceux d'entre vous qui n'ont pas encore découvert le monde de la radiocommunication et vont le découvrir à l'aide de ce récepteur devront installer une antenne extérieure d'un type quelconque si tant est qu'ils veuillent obtenir une réception digne de ce nom.

Heureusement, il ne s'agit pas là d'un des douze travaux d'Hercule !

Sachez cependant qu'une antenne dipôle donnera toujours de meilleurs résultats qu'un long morceau de fil conducteur. L'auteur a utilisé un morceau de câble d'antenne bifilaire 300 Ω (du *twin*) de quelque 8,4 m de longueur. On procède à l'interconnexion des deux conducteurs aux deux bouts.

On plie l'antenne en deux pour en déterminer le milieu et, à cet endroit, on coupe l'un des conducteurs. On prend un second morceau de câble bifilaire 300 Ω pour constituer la liaison entre l'antenne et l'installation de réception (le *feeder*), liaison dont la longueur est sans importance.

Grâce à la flexibilité et la faible épaisseur de ce câble, on pourra aisément le faire entrer dans une habitation via l'une des fenêtres. Il reste à accrocher l'antenne à l'extérieur et à amener le câble de liaison jusqu'à l'intérieur de l'habitation.
Le récepteur est conçu pour une entrée asymétrique (*unbalanced*) de 50 ou 75 Ω, et nous disposons, pour le moment, d'une antenne de type symétrique 300 Ω.

Il va falloir, pour la conversion de cette antenne symétrique de 300 Ω en une antenne asymétrique de 75 Ω, réaliser un transformateur d'impédance également appelé circuit "*balun*" (c'est la contraction de l'expression anglaise ***balanced to unbalanced*** qui signifie littéralement "équilibré vers déséquilibré", c'està-dire symétrique-asymétrique). Dans la pratique, on réalise un tel dispositif à l'aide d'un tore de ferrite.

On prend pour ce faire deux morceaux de fil de cuivre émaillé de 0,45 mm de section et de quelque 60 cm de long que l'on entortille l'un avec l'autre avant d'utiliser la paire de brins pour effectuer 15 spires sur le tore. On coupe les extrémités à quelque 7,5 à 10 cm et l'on enlève le vernis d'isolation à chacune des quatre extrémités. On recherche, à l'aide d'un ohmmètre, le début de l'un des fils et la fin de l'autre pour les entortiller et confectionner ainsi la prise centrale.

On relie le câble d'antenne bifilaire aux deux extrémités des enroulements du tore et l'on connecte un câble coaxial 75 Ω en reliant son âme à l'un des fils de l'antenne bifilaire (donc également à l'une des extrémités de l'enroulement du tore), le blindage étant relié à la prise centrale. L'autre extrémité du câble coaxial est dotée d'un connecteur correspondant à l'embase présente sur le boîtier du récepteur.

Dans sa forme actuelle, le (dé)symétriseur est rustique mais parfaitement opérationnel. Si vous voulez lui donner un cachet plus professionnel, vous pourrez le mettre dans un petit boîtier doté d'un connecteur pour câble coaxial d'un côté et d'une prise double pour la fiche reliée à l'antenne bifilaire de l'autre.
Il ne nous reste plus qu'à vous souhaiter bien du plaisir à l'écoute de la bande des 20 mètres.

Sonde HF

Cette sonde active permet la mesure de signaux de fréquence inférieure ou égale à 100 MHz. Elle présente de plus l'avantage de ne représenter qu'une charge extrêmement faible pour le point de mesure et ne pas se ressentir de la charge introduite par la longueur du câble la reliant à l'appareil de mesure.

Le schéma de la sonde n'est en fait rien de plus que celui d'un suiveur de tension. La réduction de la charge par rapport au point de mesure est obtenue par l'utilisation d'un transistor MOSFET à double grille. Son emploi a cependant l'inconvénient de donner au montage une impédance d'entrée trop importante qui, dans certains cas, pourrait être gênante. Ceci explique que nous ayons limité cette impédance d'entrée à une valeur standard de 1 MΩ par la mise en place de la résistance R1. Nous vous proposons un dessin de circuit imprimé: utilisez-le. Il s'agit en effet d'un circuit HF: et comme vous le savez sans aucun doute, cette famille de montages est extrêmement sensible à toute modification de position de l'un ou l'autre des composants.

On pourra implanter la sonde HF dans un mini-boîtier doté d'une paire d'embases BNC (mâle et femelle) et d'un bout de fil côte-à-côte muni d'un connecteur polarisé (genre pile 9 volts) pour l'alimentation en 12 volts de cette petite plaquette de circuit imprimé.

LISTE DES COMPOSANTS du TRACEUR HF

- **Résistances :**
  R1 = 1 MΩ
  R2 à R4 = 100 kΩ
  R6 = 220 Ω
- **Condensateurs :**
  C1 = 100 pF
  C2 à C4 = 1 nF cér;
  C5 = 10 nF cér;
- **Semiconducteurs :**
  T1 = BF981
  T2 = BFR91
- **Bobines :**
  L1, L2 = 4 spires sur perle de ferrite grise
- **Divers :**
  Deux connecteurs polarisés genre pile 9 V
  Embases BNC mâle et femelle

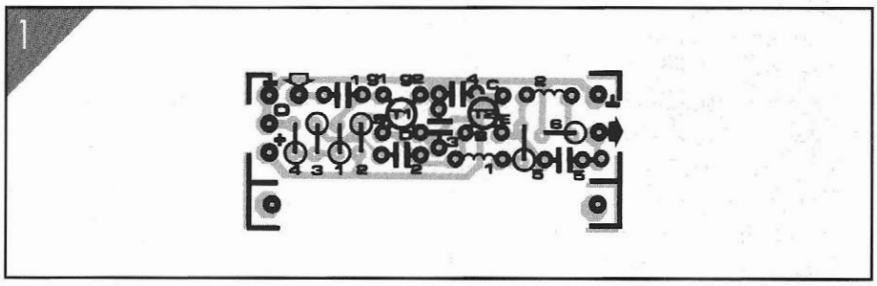


Figure 1 : Implantation des composants sur le circuit imprimé de la sonde HF.

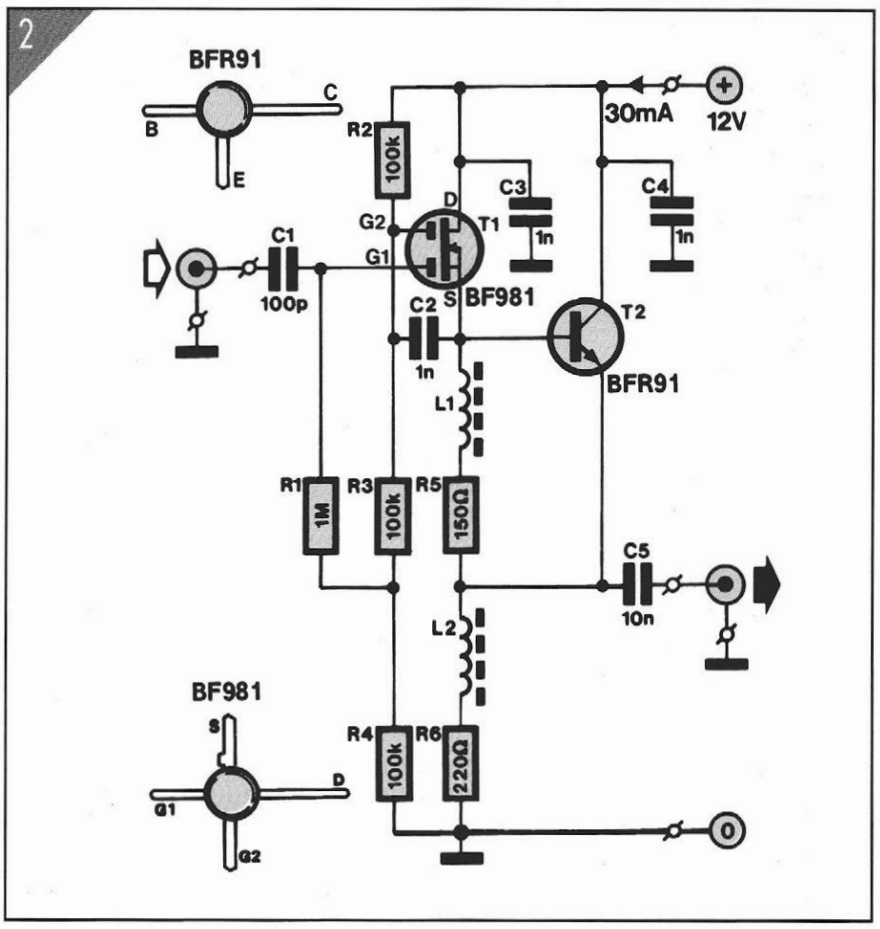


Figure 2 : Schéma et brochage des transistors de la sonde HF.

Convertisseur 950 - 1750 MHz avec antenne discône

Un tuner bon marché acheté dans un magasin de surplus permettra à tous ceux qui ont construit le récepteur VHF / UHF décrit dans le premier numéro hors-série Elektor Hautes Fréquences de s'évader vers les fréquences supérieures à 900 MHz. Vous vous promènerez tout au long de la bande radioamateurs des 23 cm, vous irez flirter sur la bande CB des 900 MHz ou vous écouterez tout ce qui se raconte sur la bande des téléphones mobiles pour voitures ou des téléphones sans fil à faible portée. Et, pour capter tous ces signaux, nous vous offrons en prime les plans de construction d'une antenne discône prévue pour la SHF et équipée d'un double préamplificateur à large bande.

Le cœur de notre convertisseur 950 - 1750 MHz est un tuner récupéré sur un récepteur pour émissions de télévision transmises par satellites, un Ferguson SRB-1. Il porte le numéro AS-SAT5601 et est disponible chez les revendeurs de pièces détachées ou dans les magasins de surplus. Avec un peu d'habileté, et à condition que vous puissiez mettre la main sur le schéma, d'autres tuners de réception de satellites TV peuvent très bien convenir. Ces tuners ont en effet été fabriqués sous une foule de dénominations différentes, bien qu'ils ne divergent le plus souvent que par quelques détails d'exécution. Ils peuvent être achetés à des prix défiant toute concurrence lors de ventes de matériel organisées par les radioamateurs, ou même lors de rallyes automobiles !

La plage de fréquences couverte par le tuner AS-SAT5601 s'étend de 950 à 1750 MHz. L'oscillateur local commandé par varicap couvre la gamme de fréquences comprises entre 1430 et 2230 MHz. La fréquence intermédiaire résultante, de 480 MHz, peut être extraite en un point précis du tuner pour être ensuite traitée par un scanner ou par le récepteur VHF / UHF publié par Elektor dans son premier numéro Spécial HF. En déréglant la fréquence de réception du scanner ou du récepteur, il devient possible de descendre légèrement sous 950 MHz et de monter légèrement au dessus de 1750, si bien que ce convertisseur rend notre récepteur capable de couvrir **sans trou** toutes les fréquences comprises entre 47 et 1800 MHz. Pas mal, n'est-ce pas ?

A propos du tuner

Le tuner sans couvercles est représenté par les photographies des **figures 1 et 2**. Il est bien possible que le tuner que vous irez acheter dans un magasin de surplus n'ait aucune trace de soudure sur ses picots de connexion, pour la bonne et simple raison que vous en aurez trouvé un flambant neuf !

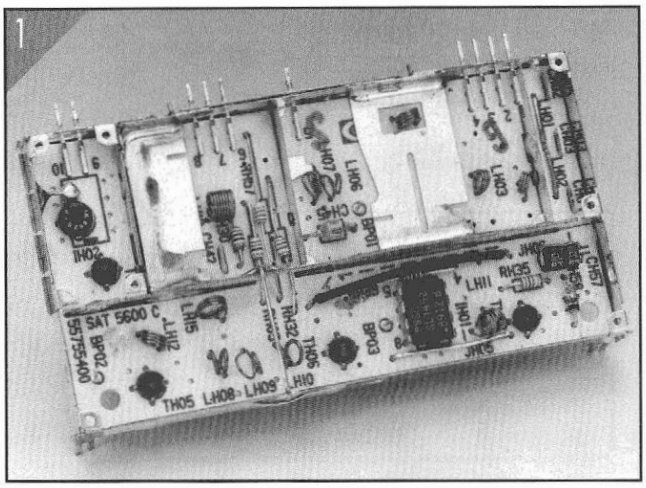


Figure 1 : L'un des côtés du tuner AS-SAT5601 n'a pas de couvercle. Le signal de fréquence intermédiaire est prélevé au point marqué BP03, près du circuit de démodulation SL1451.

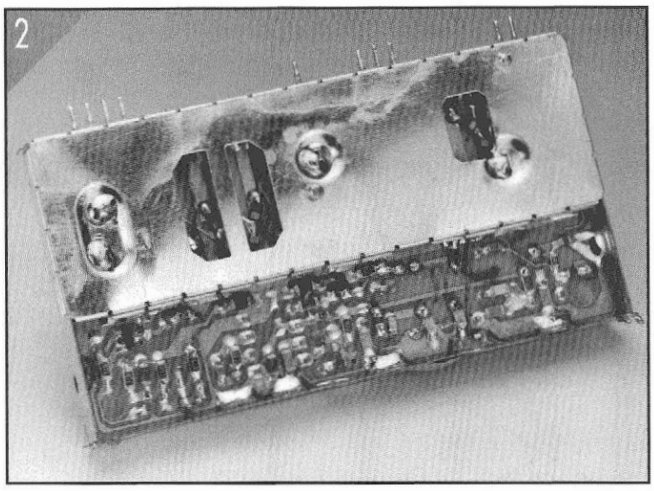
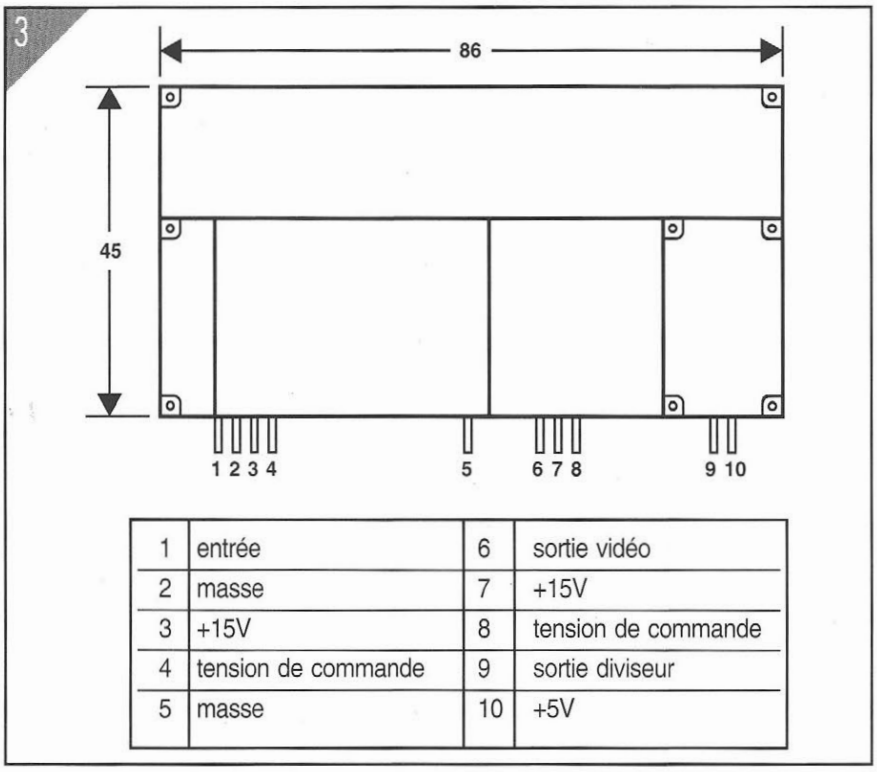


Figure 2 : L'autre côté du tuner est partiellement blindé. Remarquez que la plupart des composants sont du type CMS (Composants pour Montage en Surface).



1	entrée	6	sortie vidéo
2	masse	7	+15V
3	+15V	8	tension de commande
4	tension de commande	9	sortie diviseur
5	masse	10	+5V

Figure 3 : Dimensions du boîtier et assignation des picots du tuner AS-SAT5601. Trois d'entre eux ne seront pas utilisés.

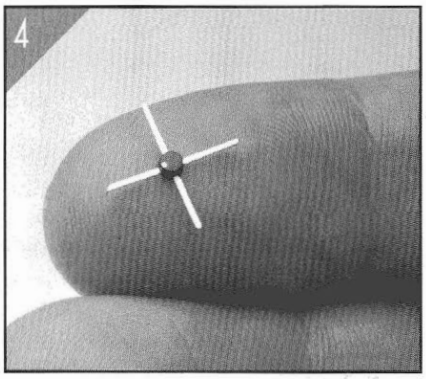


Figure 4 : Minuscule mais efficace : le circuit intégré MAR6, amplificateur monolithique à large bande de MiniCircuits Laboratories. Le point blanc correspond à la broche d'entrée.

Le boîtier comporte dix points de connexion, mais quelques-uns seulement seront utilisés pour notre application. Reportez-vous à la **figure 3** qui reproduit les dimensions mécaniques du tuner, ainsi que la dénomination de ses différentes connexions. Toutes les informations concernant l'utilisation du tuner sont reprises dans le schéma du convertisseur représenté par la **figure 5**. Le signal de fréquence intermédiaire à 480 MHz est prélevé au point marqué BP03 sur le circuit imprimé du tuner, au moyen d'un condensateur de liaison de 2,2 pF.

Aucun circuit imprimé supplémentaire n'a été prévu : toutes les connexions s'effectuent directement sur les picots concernés ou le boîtier du module AS-SAT5601, tandis que les fils de liaison sont gardés les plus courts possible.

Les picots 2 et 5 sont connectés à la masse en les reliant au boîtier par le plus court chemin. Les picots de connexion de la tension d'alimentation, numérotés 3 et 7 sont reliés entre eux et découplés vis-à-vis de la masse par deux condensateurs de 150 pF soudés au plus près. La même façon de procéder s'applique aux picots 5 et 8 qui recevront la tension de commande de fréquence. L'obtention de ces différentes tensions sera décrite ultérieurement. Trois picots ne sont pas utilisés : il s'agit du picot 6, qui fournit le signal de bande de base (sortie d'un démodulateur FM), et des picots 10 et 9, correspondants à l'alimentation et à la sortie d'un prédiviseur par deux incorporé au module.

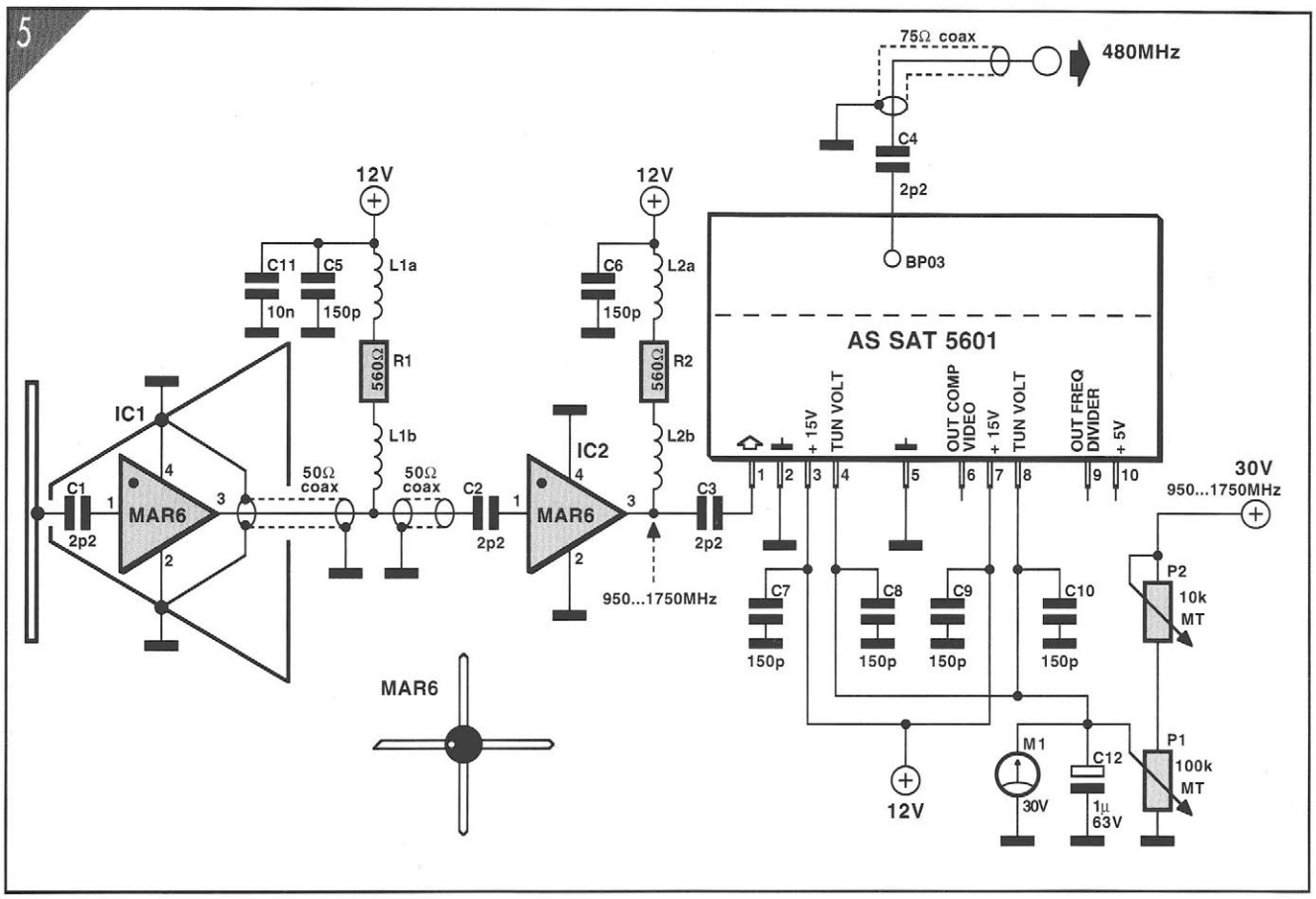


Figure 5 : Le schéma de câblage complet du convertisseur et des circuits associés à l'antenne discône.

Amplification

Le signal d'antenne est appliqué à l'entrée du tuner (picot 1) à travers un condensateur de couplage de 2,2 pF. Comme le tuner lui-même n'est pas suffisamment sensible pour traiter le signal recueilli par une antenne discône, il est fait appel à un préamplificateur à large bande à deux étages, constitué par deux circuits intégrés du type MAR6 montés en cascade. La photographie de la **figure 4** vous donne une idée de l'"emcombrement" de ce circuit. Le dernier étage du préamplificateur est assemblé directement sur le boîtier du module AS-SAT5601, tandis que le premier sera intégré (c'est le cas de le dire) à l'antenne discône qui prendra elle-même place sur le toit.

L'assemblage du second préamplificateur MAR6 sur le boîtier du tuner est illustré par la photographie de la **figure 6**. La connexion d'entrée du MAR6 est identifiée par une patte biseautée ainsi qu'un petit point blanc sur le boîtier de plastique ; la connexion

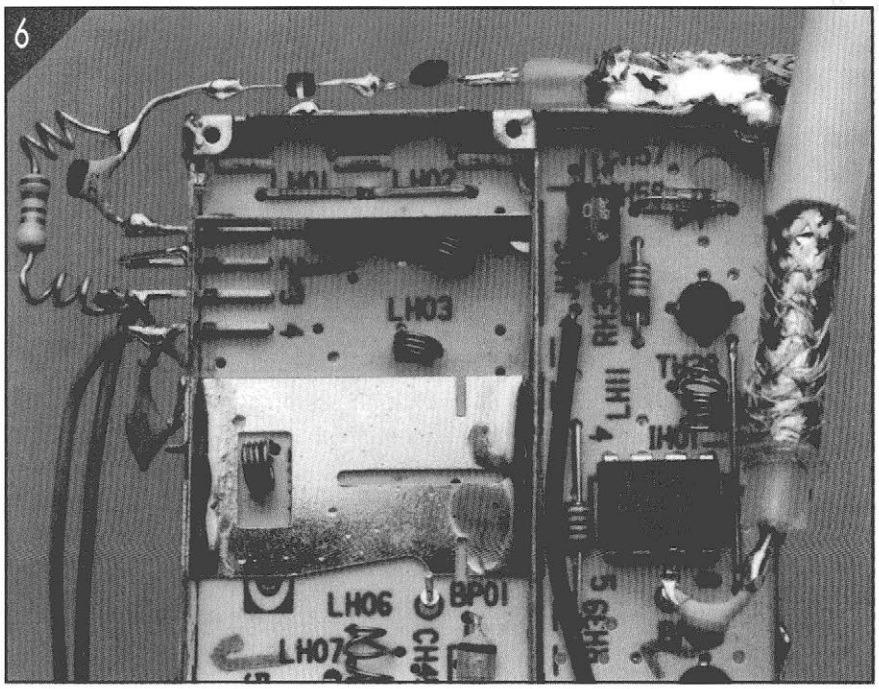


Figure 6 : Vue rapprochée du tuner équipé des composants du second étage du préamplificateur d'antenne. Les inductances L2a et L2b sont formées par les fils de connexion de la résistance R2, bobinés sur un diamètre de 1 mm.

LISTE DES COMPOSANTS du CONVERTISSEUR et de l'ANTENNE

- **Résistances :**
  R1, R2 = 560 Ω à film métallique
  P1 = 10 kΩ multitours
  P2 = 100 kΩ multitours
- **Condensateurs :**
  C1 à C4 = 2,2 pF cér.
  C5 à C1 = 100 à 150 pF cér.
  C11 = 10 nF cér. ou MKT
  C12 = 1 à 5 µF / 63 V
- **Inductaunces :**
  L1, L2 = voir texte
- **Semiconducteurs :**
  IC1 = MAR6 ou MAR8, voir texte
  IC2 = MAR6
- **Divers :**
  Tuner = Tuner satellites TV 950 – 1750 MHz, type AS-SAT5600 ou AS-SAT5601
  brins de câble coaxial 50 ou 75 Ω (descente TV)
  2 prises pour châssis et fiches BNC ou N

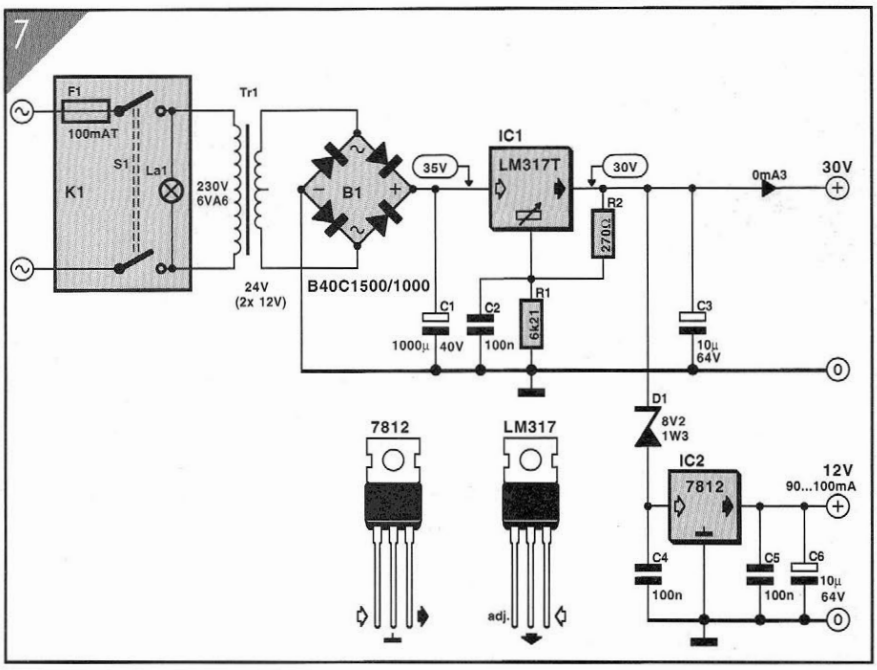


Figure 7 : Schéma de l'alimentation du convertisseur.

LISTE DES COMPOSANTS de l'ALIMENTATION

- **Résistances :**
  R1 = 6,21 kΩ 1 %
  R2 = 270 Ω 1 %
- **Condensateurs :**
  C1 = 1000 µF / 40 V
  C2, C4, C5 = 100 nF
  C3, C6 = 10 µF / 63 V
- **Semiconducteurs :**
  B1 = B40C1500/1000
  D1 = zener 8,2 V / 1,3 W
  IC1 = LM3171
  IC2 = 7812
- **Divers :**
  Tr1 = transformateur secteur 24 V / 350 mA
  S1 = interrupteur secteur avec témoin incorporé
  K1 = prise secteur pour châssis avec porte-fusible incorporé et fusible de 100 mAT
  M1 = galvanomètre à bobine mobile 50 ou 100 µA, ou précâblé pour 30 V fond d'échelle – voir texte
  borniers au pas de 7,5 mm pour CI (connexions des fils du transformateur et du secteur)
  morceaux de plaquette d'expérimentation
  boîtier métallique d'environ 250 x 180 x 80 mm, tel que Telet LC860 par exemple.

de sortie, combinée à celle d'alimentation, se trouvant à l'opposé. Les deux autres pattes servent de connexion de masse. Elles seront pliées vers le bas et latéralement, de manière à ce que le corps du circuit intégré se trouve à quelques millimètres au dessus de la tôle du module. Le condensateur de liaison C3 de 2,2 pF ainsi que la résistance de charge R2 de 560 Ω seront soudés à la patte de sortie du MAR6 suivant la technique représentée sur cette photographie. Les fils de la résistance R2 seront bobinés (trois tours) sur un mandrin ayant environ 1 mm de diamètre de manière à constituer les selfs de choc L2a et L2b. Étirez les spires comme indiqué par la photographie.

Bien que la capacité de liaison d'entrée C2 puisse être soudée directement entre la connexion d'entrée du circuit intégré MAR6 et l'âme du câble coaxial, certains d'entre vous préféreront sans doute assurer mécaniquement cette liaison à l'aide d'un îlot de soudure intermédiaire. Il y a moyen d'y arriver en collant un petit morceau de circuit imprimé ou de plaquette d'essais sur le boîtier du tuner, et d'utiliser une pastille de cuivre comme point de soudage auxiliaire pour le raccordement de C2 à l'entrée du MAR6. La pastille de cuivre voisine sera alors utilisée comme auxiliaire de soudage de l'autre extrémité du condensateur C2 à l'âme du câble coaxial.

La tresse de masse du câble coaxial sera soudée correctement sur le boîtier, sur un longueur de 1 à 2 cm. L'autre extrémité du câble coaxial (âme et masse) sera soudée à une prise du type BNC ou N placée à l'arrière du coffret du convertisseur. Du câble d'antenne TV de 75 Ω

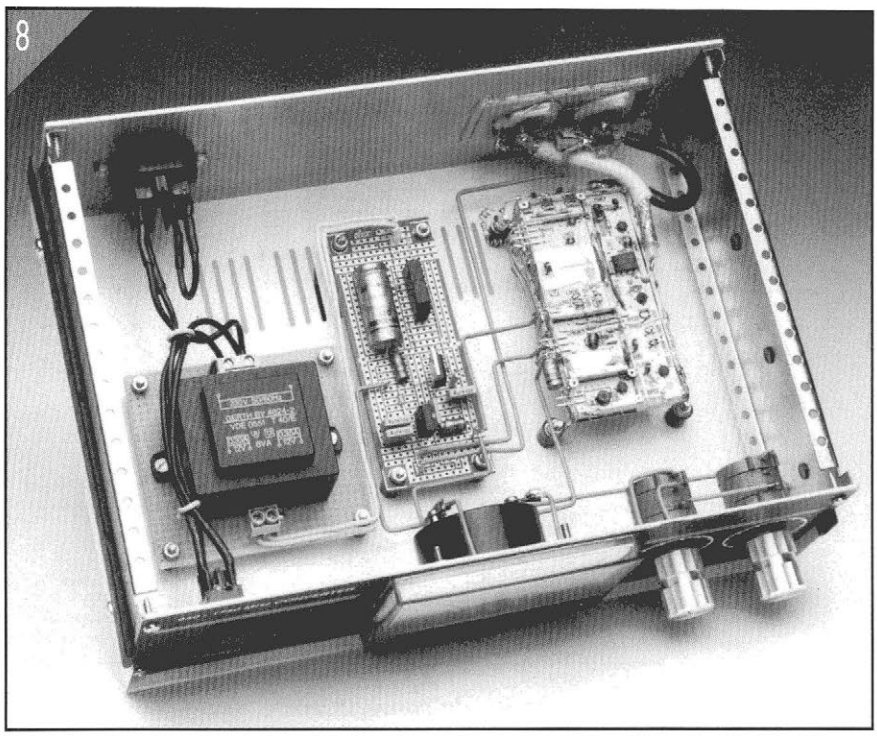


Figure 8 : Vue plongeante sur le prototype du convertisseur complètement assemblé.

convient parfaitement pour effectuer cette liaison. La combinaison selfs / résistance L1 / R1, qui permet l'alimentation du premier étage de pré-amplification par le biais du câble d'antenne, est soudée directement sur le point central du connecteur BNC ou N de connexion vers l'antenne.
Les inductances L1a et L1b sont réalisées de la même manière que L2a et L2b. Les condensateurs de découplage C5 et C11 sont soudés aussi près que possible du côté "alimentation" de L1a. Le signal de fréquence intermédiaire est prélevé au point marqué BP03 sur le circuit imprimé du tuner à travers un condensateur de liaison de 2,2 pF.
La tresse du câble coaxial de sortie est à nouveau soudée convenablement sur le boîtier du module, de manière à soutenir fermement le petit condensateur sans risquer de le briser. L'autre extrémité de ce câble coaxial est également soudée sur une prise BNC ou N fixée à l'arrière du coffret du convertisseur. La tresse de masse sera aussi soudée à cette prise, et l'on pourra toujours utiliser du câble de descente TV de 75 Ω tant que les longueurs utilisées ne deviennent pas trop importantes.

L'alimentation

L'alimentation du tuner est tout ce qu'il y a de plus conventionnel : 12 V pour le module proprement dit et les deux circuits MAR6, et 30 V pour la syntonisation. Son schéma est reproduit en **figure 7**. La tension redressée et filtrée d'approximativement 35 V présente sur C1 est abaissée et stabilisée à 30 V par le régulateur IC1. Elle alimente le potentiomètre multitours P1 de 100 kΩ à travers un autre potentiomètre multitours P2 de 10kΩ monté en résistance variable. La tension de syntonisation est prélevée au curseur du potentiomètre P1, filtrée par C12 de 1 à 5 µF et affichée par le galvanomètre M1 câblé en voltmètre. Le côté positif du condensateur sera soudé directement sur le picot 8 du module, tandis que son armature sera soudée au boîtier. Le fil amenant la tension de syntonisation sera tenu éloigné de toute source de ronflement ; il sera peut-être nécessaire d'utiliser du câble audio blindé si des problèmes surviennent à ce niveau.

Lorsque la tension de syntonisation est à 0 V (curseur à fond vers la masse), la capacité des diodes varicap du tuner est à son maximum et celui-ci est réglé sur approximativement 950 MHz. La rotation complète du curseur du potentiomètre amène la tension de syntonisation à 30 V ; les diodes varicap ont alors leur capacité minimale et la fréquence reçue est voisine de 1750 MHz. Un balayage en tension de 30 V nous permet de couvrir une gamme de fréquences de près de 800 MHz, ce qui

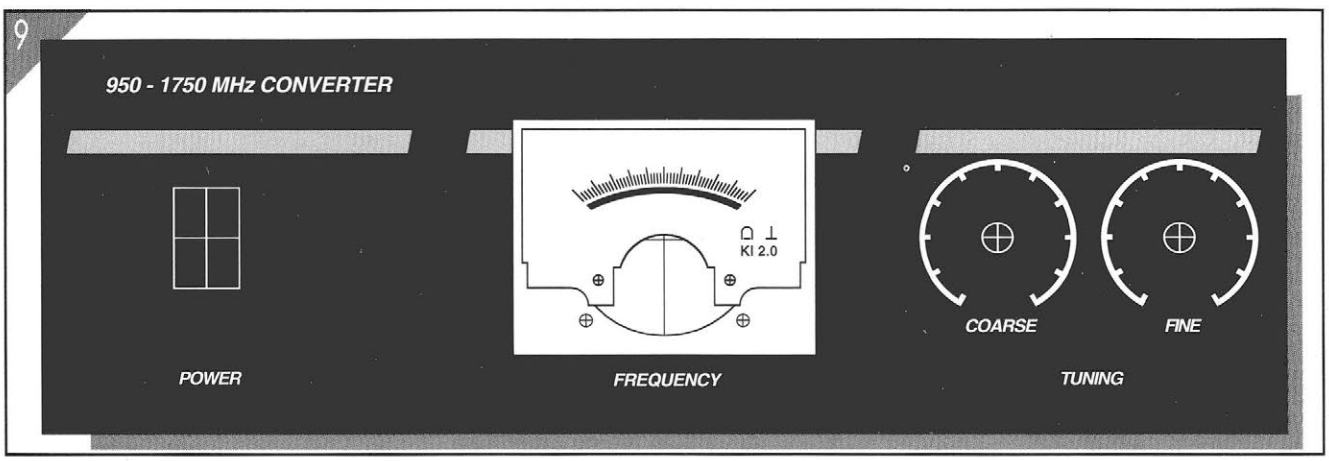


Figure 9 : Proposition de dessin pour le panneau de face avant.

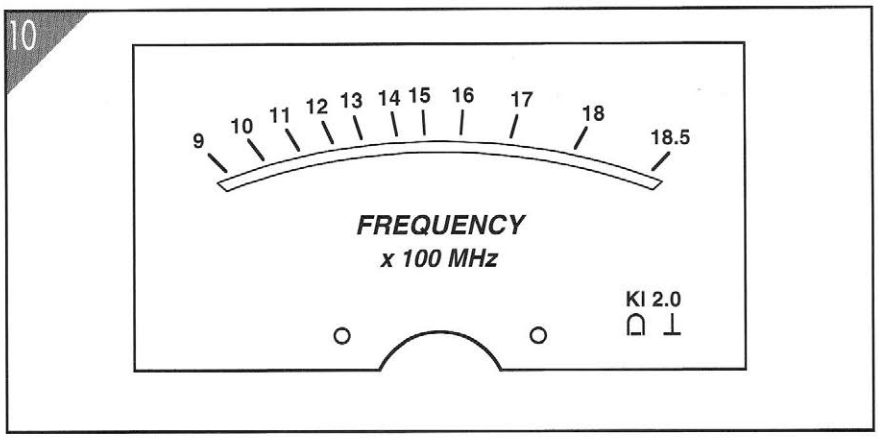


Figure 10 : Cette échelle peut avantageusement remplacer l'échelle originale du galvanomètre utilisé pour l'indication de la fréquence reçue.

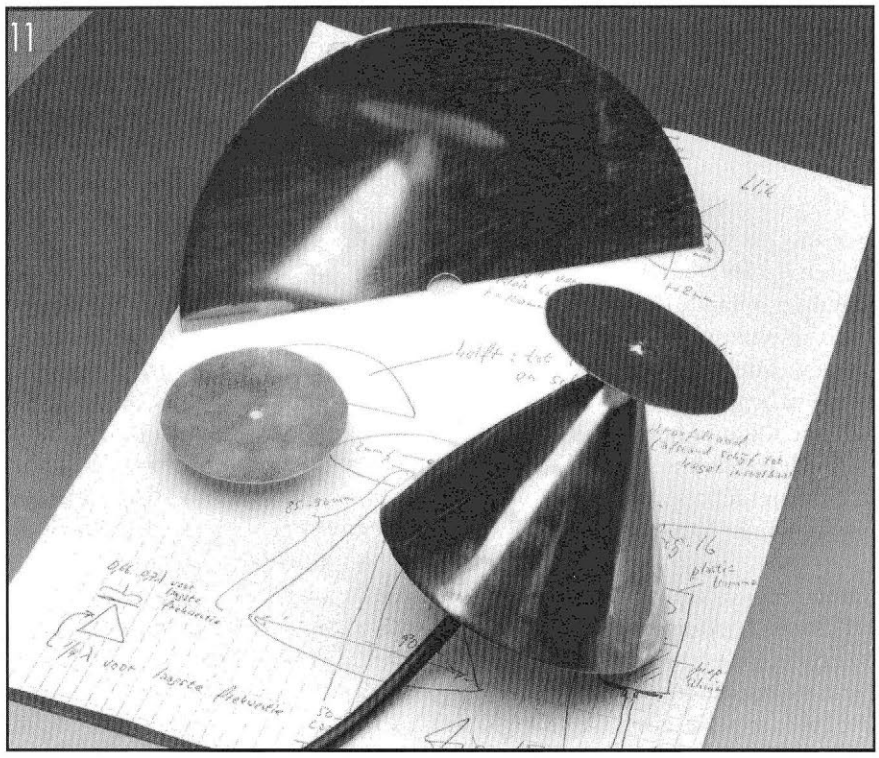


Figure 11 : Une antenne discône est formée d'un disque et d'un cône. Voici une photographie des différents éléments avant et après assemblage.

équivaut à une sensibilité de 27 MHz par volt. C'est beaucoup, même avec un potentiomètre multitours. C'est la raison pour laquelle il a été ajouté un second potentiomètre multitours de 10 KΩ, P2, qui permet alors de s'accorder facilement sur un émetteur bien précis.

Une seconde alternative serait de concevoir une double chaîne de diviseurs de tension à neuf pas de 100 KΩ la première connectée uniquement au + 30 V, et la seconde connectée uniquement à la masse. Les deux extrémités du potentiomètre P1 se connecteraient entre deux pas successifs, grâce à un contacteur rotatif à deux circuits et dix positions. Ce procédé permettrait de couvrir toute la gamme de fréquences reçues en dix pas de 80 MHz, chaque pas étant réparti sur toute la course du seul potentiomètre P1.

La tension régulée de 12 V est obtenue à l'aide d'un circuit de régulation du type 7812 (IC2), dont la tension d'entrée a été abaissée par une diode zener (D1) en vue de diminuer sa dissipation. Le courant fourni par les deux alimentations est relativement faible (environ 100 mA), de sorte que l'utilisation de refroidisseurs pour les circuits intégrés IC1 et IC2 ne sera pas nécessaire. Enfin, ne vous étonnez pas si la diode zener présente une chute de tension de 0,6 V supérieure à sa valeur nominale de 8,2 V. C'est le comportement normal d'une diode zener de ce type lorsqu'elle a atteint sa température de fonctionnement.

Il n'a pas été prévu de circuit imprimé pour l'alimentation du convertisseur. Les quelques composants qui la forment pourront facilement être assemblés sur un morceau de platine d'expérimentation. La connexion de cette platine au transformateur se fera au moyen de fils courts, isolés et de bonne section, pour éviter tout rayonnement de la tension à 50 Hz du secteur. Toutes les connexions soumises à cette tension du secteur seront bien sûr isolées en respectant les consignes habituelles de sécurité.

La photographie de la **figure 8** vous montre notre prototype complètement assemblé. Vous y remarquerez le câblage soigné des fils véhiculant la tension du secteur, l'utilisation d'une plaquette d'expérimentation indépendante pour le support du transformateur, ainsi que l'emploi d'entretoises pour le maintien de cette plaquette et de celle supportant les composants de l'alimentation à bonne distance du boîtier. Le câblage de la partie "basse tension" est mieux fait que dans une sous-station de l'EDF, et vous pourrez difficilement utiliser des bouts de câble coaxial plus petits que les nôtres !

Réalisation

Tout, ou à peu près, a déjà été dit à propos de l'assemblage du convertisseur 950 – 1750 MHz. Le boîtier utilisé est spacieux, permet de réaliser un câblage soigné. Un œilleton de soudage a été soudé à chaque coin du blindage de notre module AS-SAT5601. C'est alors un jeu d'enfant que de l'arrimer

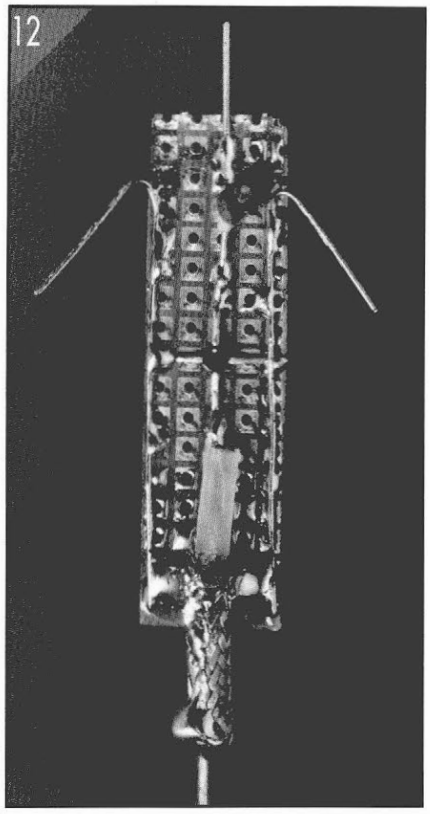


Figure 12 : Première mouture de l'assemblage reprenant le préamplificateur de tête et le condensateur de liaison. Les fils latéraux serviront provisoirement au centrage de la plaquette dans le sommet du cône.

au fond boîtier au moyen de quatre entretoises et quatre boulons. La liaison de masse entre ce blindage et le boîtier est assurée par les tresses des câbles coaxiaux. La **figure 9** reproduit un dessin pour le panneau avant du convertisseur. Libre à vous de vous en inspirer. L'échelle originale du galvanomètre peut très bien être remplacée par celle dessinée en **figure 10** pour obtenir une indication approximative de la fréquence reçue. Le fréquencemètre décrit par ailleurs dans ce numéro fera le reste.

Il est facile de transformer un galvanomètre en voltmètre, il suffit d' y ajouter une résistance-série de valeur appropriée.

Ainsi, pour transformer un galvanomètre 50 µA fond d'échelle en voltmètre 30 V fond d'échelle, il faut utiliser une résistance de

$30 / 50 \times 10^{-6} = 600$ kΩ

et 600 kΩ = 560 kΩ + 39 kΩ,

pour un galvanomètre de 100 µA fond d'échelle, il faut une résistance de 300 kΩ, égale par exemple à 330 kΩ en parallèle avec 3,3 MΩ. Si vous achetez un mouvement de classe 2, la précision des résistances n'a pas besoin d'être meilleure que 2 %.

L'antenne, maintenant !

La conception d'une antenne valable pour le convertisseur SHF (comme dans **S**uper **H**autes **F**réquences ou ***S**uper **H**igh **F**requencies*) n'est pas facile en raison de deux critères importants à respecter :

1) la bande passante qui est ici très large : 800 MHz,
2) le diagramme de réception que l'on veut omnidirectionnel.

Il est donc exclu de faire appel à une antenne du type Yagi, fréquemment utilisée par les radioamateurs qui émettent dans la bande des 23 cm, puisque cette antenne possède des propriétés diamétralement opposées à celles que nous recherchons. Même en la montant sur rotor, la bande passante utilisable d'une telle antenne de fabrication maison ne dépassera jamais 50 MHz. Nous sommes loin du compte !

L'antenne que nous vous proposons ici est dite du type discône ; vous constaterez avec nous qu'elle porte bien son nom, puisqu'elle résulte de l'association d'un disque et d'un cône. Un coup d'œil à la **figure 11** vous apprendra à quoi ressemble cette antenne avant et après assemblage : style quelque peu ... Science-Fiction, n'est-ce pas ?

Tout comme pour les antennes dipôle ou ground-plane, mieux connues, la gamme de fréquences couverte par l'antenne discône dépend de ses dimensions. Le disque et le cône peuvent être découpés tous deux dans une feuille de fer-blanc ou mieux, pour plus de rigidité, dans un feuillard de laiton. La génératrice du cône doit avoir pour dimension le quart de la plus grande longueur d'onde à transmettre, tandis que le diamètre du disque doit être égal aux deux tiers de la génératrice du cône. En se basant sur une fréquence minimale de 1 GHz, la longueur d'onde est de 30 cm. La génératrice du cône vaudrait donc 7,5 cm tandis que le diamètre du disque serait de 5 cm. Ces dimensions concernent surtout la limite inférieure des fréquences reçues, car la bande passante théorique d'une antenne discône peut atteindre un rapport de 10 : 1, bien que présentant quelques irrégularités dues aux variations de l'impédance au point de connexion. L'impédance de ce genre d'antenne est de l'ordre de 50 à 80 Ω, elle est du type asymétrique. Dans notre application, la limite supérieure des fréquences reçues sera davantage fixée par les caractéristiques du préamplificateur plutôt que par les dimensions de l'antenne proprement dite, dimensions qui seront fixées à 10 cm pour la génératrice du cône et à 6 cm pour le diamètre du disque.

Active, s'il vous plaît !

Nous vous l'avons déjà signalé : un premier préamplificateur à large bande vient au secours de celui qui est monté directement sur le boîtier du tuner. Ce préamplificateur prendra place à l'intérieur même de l'antenne pour le convertisseur 950 - 1750 MHz. Il s'agit également d'un circuit intégré du type MAR6 fabriqué par MiniCircuits Laboratories. Le prototype du préamplificateur est représenté par la photographie de la **figure 12**. Le circuit MAR6 est fixé sur un (tout) petit morceau de platine d'expérimentation, lui-même fixé provisoirement à l'intérieur du cône au moyen de deux bouts de fils rigides soudés, ces fils assurant –vous vous en seriez doutés– la connexion de masse. Nous y reviendrons.

L'entrée du préamplificateur est formée par le fil du condensateur de 2,2 pF. Cette connexion est soudée à un morceau de fil de cuivre de plus gros diamètre, qui sera inséré dans le trou foré au centre du disque. C'est de cette manière que le disque sera maintenu à une distance de 2 mm au-dessus du sommet tronqué du cône. Pour permettre au morceau de plaquette supportant le MAR6 de pénétrer aussi loin que possible dans le cône, il sera nécessaire d'en couper les deux coins supé-

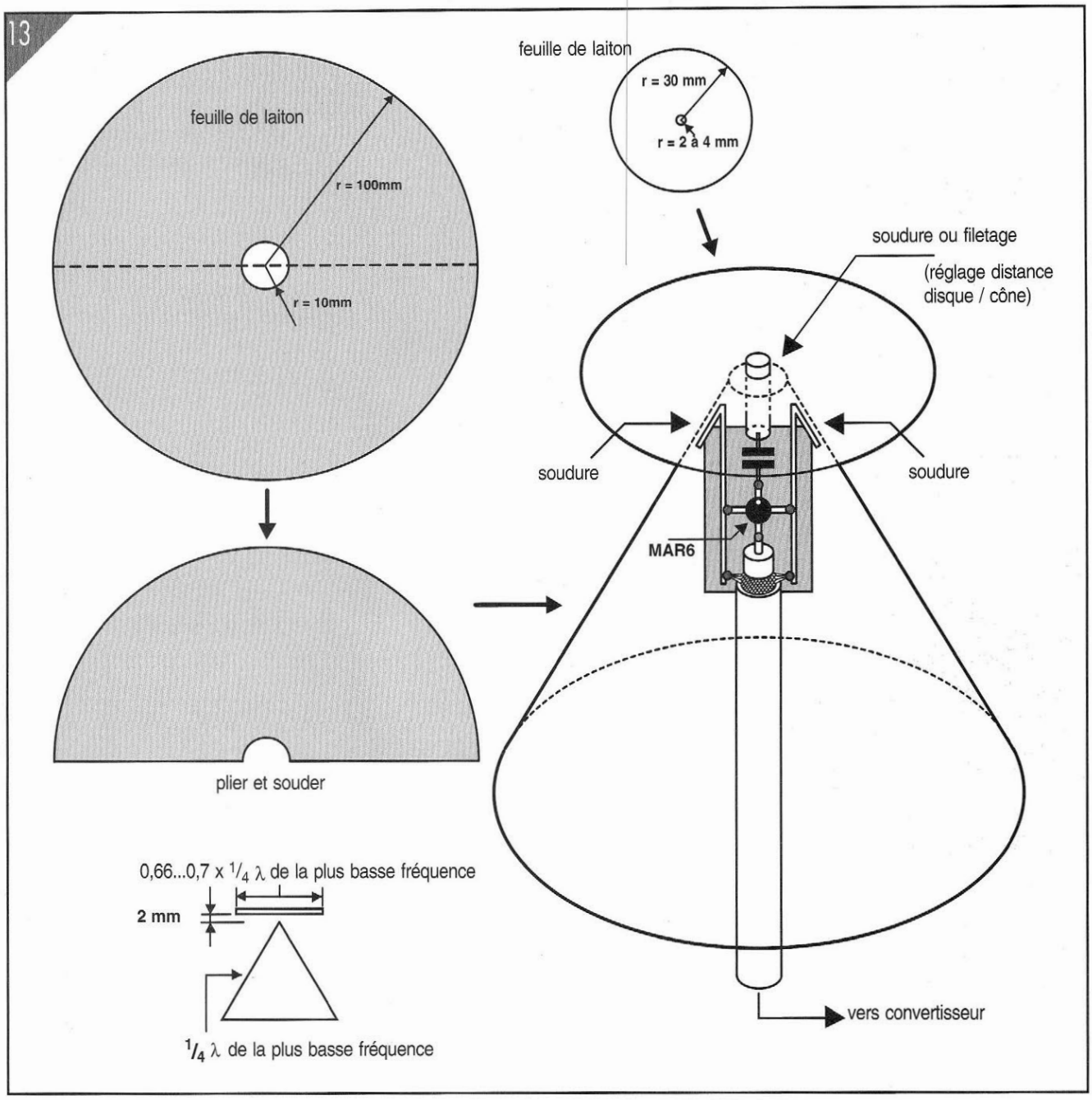


Figure 13 : Plans de découpe et d'assemblage de l'antenne discône.

rieurs, de façon à ce qu'ils forment un angle de 60 °.

Le condensateur d'entrée sert uniquement à protéger cette entrée contre un accidentel court-circuit entre le disque et le cône. Si vous pouvez mettre la main sur une rondelle en Téflon de dimensions appropriées (principalement 2 mm d'épaisseur), rien ne vous empêche de l'utiliser, collée entre le cône et le disque, pour assurer à la fois l'isolation des deux parties ainsi que la rigidité mécanique de l'ensemble. Le condensateur d'entrée de 2,2 pF peut alors être supprimé, la connexion du MAR6 se faisant directement à l'aide d'un morceau de gros fil de cuivre soudé dans le trou du disque.

Si vous êtes bon bricoleur, il y a encore moyen de faire mieux. À la place du morceau de gros fil de cuivre, soudez un bout de tige filetée de quelques centimètres. Sur le disque, soudez un écrou ayant le même filetage. Il sera ainsi beaucoup plus facile de régler la distance de 2 mm entre le disque et le cône, et vous aurez en plus la possibilité de modifier facilement cette distance pour ajuster au mieux l'impédance de l'antenne à l'impédance d'entrée du préamplificateur. Lorsque cet éventuel réglage aura été effectué, il suffira de bloquer le disque par un contre-écrou. Le préamplificateur est alimenté par le câble, depuis l'alimentation 12 V incluse au convertisseur.

Construction

Le pliage de la feuille de laiton en forme de cône n'est pas chose facile. Il est

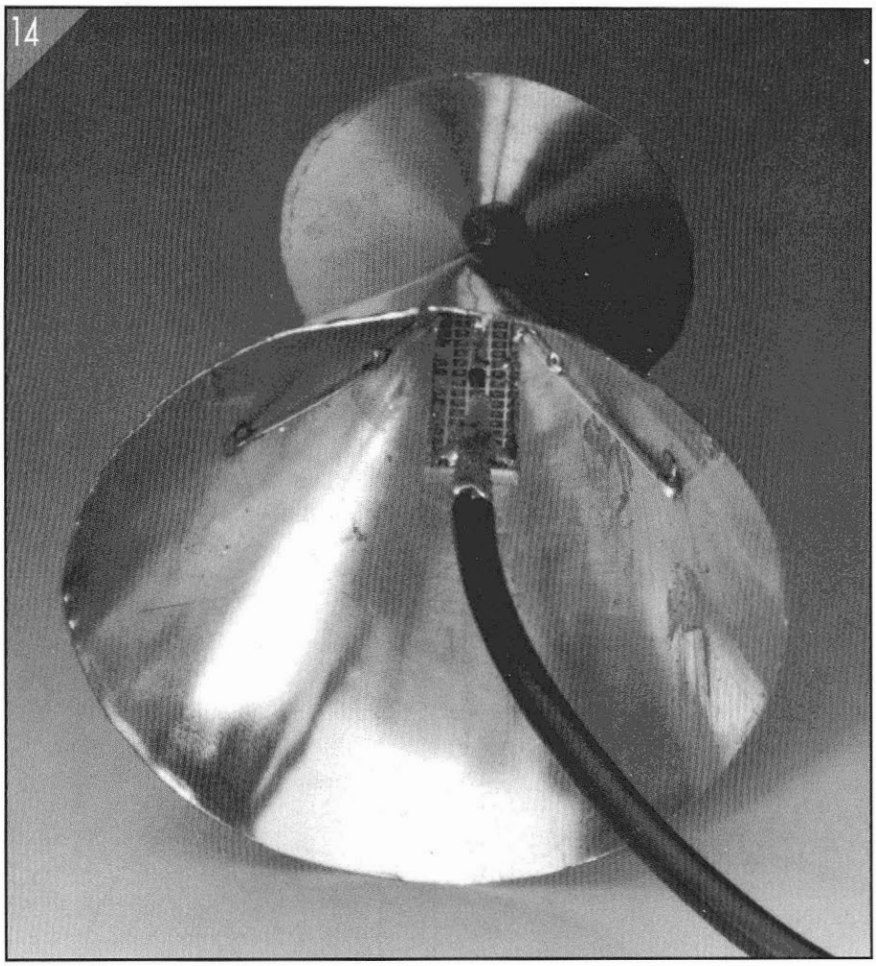


Figure 14 : Le circuit du préamplificateur est maintenu provisoirement à l'intérieur du cône par deux bouts de fils de composants soudés aux parois. Ces deux fils seront enlevés après soudage des deux points de masse par le dessus et au ras du cercle directeur supérieur du cône tronqué.

prudent de se livrer à quelques essais sur des morceaux de carton avant de s'attaquer au laiton. Cela vous évitera de gaspiller de la matière première injustement baptisée de noms d'oiseaux.
Il faut bien sûr commencer par tracer les deux pièces dont vous aurez besoin : un cercle de 30 mm de rayon pour le disque, et un demi-cercle de 100 mm de rayon pour le cône. Reportez vous à la **figure 13** qui reprend le plan des découpes et de l'assemblage. N'oubliez pas de tracer également le petit cercle de 10 mm de rayon qui définira l'embouchure du cône. Utilisez une pointe à tracer et un compas à deux pointes métalliques pour graver vos traits dans le fer-blanc ou (mieux) le laiton. Voici un petit truc pour rendre le marquage bien visible. Tracez une première fois les différents contours à découper, barbouillez les traits au marqueur bleu ou noir et recommencez !

Forez d'abord les trous de ± 2 à 4 mm et de 20 mm de diamètre avant de découper les pièces, en y allant progressivement pour ce dernier diamètre. Utilisez une cisaille à métaux de petite taille pour pratiquer les découpes, le résultat n'en sera que plus précis. Voici à présent comment vous y prendre pour former le cône.
Vous, d'abord.
Portez des gants de protection ou faites très attention de ne pas vous couper aux bords tranchants des découpes.
Lorsque vous aurez assuré votre intégrité physique, vous aurez besoin d'un bout de bois cylindrique de 10 mm de diamètre, d'environ 20 cm de long, qu'il faudra coincer horizontalement dans un étau. Placez le demi-cercle de laiton sur le cylindre en bois, avec la petite encoche bien à cheval sur celui-ci, et en veillant à ce que les génératrices du futur cône lui soient bien parallèles.

Enroulez progressivement la feuille de laiton autour du cylindre jusqu'à former le cône complet. Aidez-vous d'un petit maillet ou d'un marteau en caoutchouc pour faciliter la courbure du laiton au niveau du sommet du cône.

Lorsque le pliage sera près d'être terminé, il vaudra mieux remplacer le bout de bois par une tige métallique, en utilisant par exemple un gros tournevis d'un peu moins de 10 mm de diamètre, afin d'assurer le fermeture complète et circulaire du sommet du cône.

Le procédé le plus commode pour faciliter la fermeture définitive du cône consiste à étamer préalablement les deux arêtes à joindre. Demandez ensuite à Madame de vous aider en les

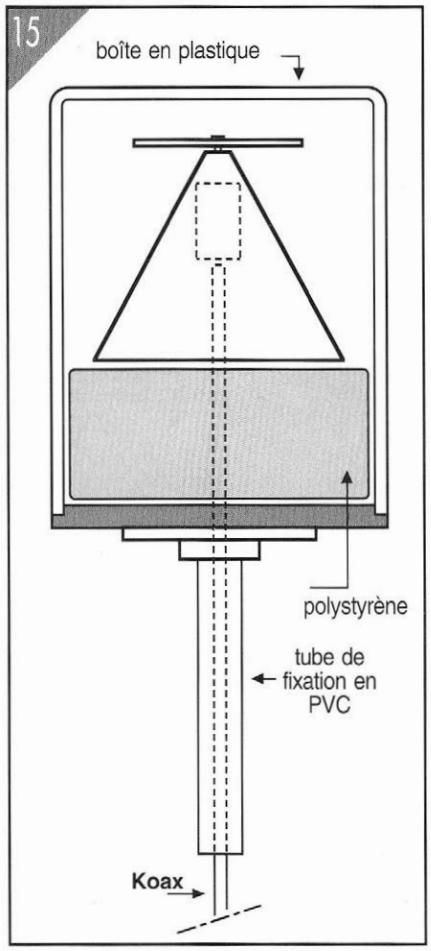


Figure 15 : Du tout-venant pour protéger l'antenne des intempéries : boîte en plastique, mousse de polystyrène, tube PVC et finalement colle d'aquarium pour assurer l'étanchéité.

pressant l'une contre l'autre, chauffez quelques points pour marier les deux cordons de soudure.

Laissez refroidir, puis procédez par petites étapes pour réaliser finalement un cordon de soudure continu tout au long de la génératrice du cône. Allez-y doucement pour éviter que tout ne se dessoude brusquement sous l'effet de ressort de la feuille de laiton !
Ebarbez et arrondissez soigneusement les deux cercles directeurs du cône, en veillant à ce que le cercle supérieur garde bien sa dimension de 10 mm de diamètre. Si le cœur vous en dit, polissez le disque et le cône pour donner un cachet professionnel à votre antenne SHF.

Fixez la petite plaquette supportant le MAR6 au sommet du cône en soudant les deux pattes en fil de connexion à l'intérieur de celui-ci. À ce sujet, la photographie de la **figure 14** vous en apprendra bien davantage qu'un long discours.

La théorie de l'antenne discône nous apprend que le point de masse de cette antenne est physiquement représenté par le sommet du cône. Puisque le nôtre est tronqué, c'est donc le cercle directeur supérieur qui en tiendra lieu. Pour consolider notre montage, et pour que la connexion de masse réelle se rapproche le plus possible de la connexion théorique, il faudra apposer deux (gros) points de soudure aux pattes de fixation à l'endroit où elles ont été recourbées, autrement dit au point le plus proche de leur entrée en contact avec la feuille de laiton.

On comprend ici tout l'intérêt qu'il y ait à essayer de parvenir à une réalisation, à une finition mécanique telle que le condensateur de liaison au disque ne soit plus utilisé. Idéalement, la moitié supérieure de la photographie de la **figure 12** devrait disparaître.

Les connexions de masse du MAR6 seraient ainsi juste au niveau du bord supérieur du cône, et la connexion d'entrée de ce circuit serait à la distance requise des 2 mm entre le disque et l'antenne. À vous de fouiller dans vos tiroirs à mitraille et votre boîte à idées pour trouver la meilleure astuce qui permette de concilier solidité mécanique et conformité théorie/pratique. S'il vous arrive de pousser un tonitruant "Eurêka !", n'hésitez pas à nous faire part du résultat de vos cogitations.
Lorsque ces deux points d'amarrage par la masse (comment dire autrement ?) auront été réalisés, il faudra enlever les pattes de fixation provisoire à l'intérieur du cône en les coupant au plus près des deux gros points de soudure. Pour soulager ces points de contraintes mécaniques excessives lors de traction accidentelle sur le câble, vous pourrez toujours coller une petite plaquette de plastique ou de plexiglas de forme trapézoïdale entre la partie inférieure du "circuit imprimé" et les parois du cône. Veillez à ce que le disque soit parfaitement centré sur le cône et perpendiculaire à l'axe de celui-ci.
Si vous habitez au dernier étage d'un immeuble à appartements, l'antenne ne demandera pas de travail supplémentaire. Vous pourrez la suspendre à proximité d'une fenêtre pour procéder aux premiers essais de réception.

Si tel n'est pas le cas, et puisque les SHF se propagent en ligne droite et sans détours, vous devrez placez votre antenne à l'extérieur et le plus haut possible pour pouvoir recevoir autre chose que du bruit, liaison "optique" oblige.

Nous avons bricolé une boîte de protection en plastique, dans laquelle l'antenne repose sur un bloc de mousse de polystyrène. Un petit trou a été percé dans le couvercle pour permettre le passage du câble vers un morceau de tuyau en PVC, ce dernier servant d'intermédiaire pour fixer ce hochet pour le moins bizarre au sommet d'un mât bien dégagé.

Le tout a été soigneusement fermé par un joint-colle siliconé (colle pour aquariums, par exemple), pour prévenir toute pénétration d'humidité. Le dessin de la **figure 15** vous guidera dans votre conception personnelle du jouet le plus dingue de l'année !

Pour terminer, si la longueur du câble de descente dépasse 5 m et si le câble dont vous disposez n'est pas à très faibles pertes, il sera probablement nécessaire d'utiliser un MAR8 au lieu d'un MAR6 comme premier préamplificateur. Dans ce cas, il faut prévoir la fixation du disque sur le cône par le système tige filetée/écrou.
Il est en effet nécessaire de pouvoir adapter précisément l'impédance de l'antenne aux 50 Ω d'impédance d'entrée du préamplificateur pour juguler tout risque d'auto-oscillation de ce dernier, en raison de son gain très important combiné avec une bande passante extrêmement large.

Ne perdez pas la boule !
Assemblez vous-même votre PC-Multimédia à la carte.

Demandez ce livre à votre libraire ou à votre revendeur de composants ou commandez-le chez PUBLITRONIC •BP 59 •59850 NIEPPE
264 pages • 169 FF seulement

(publicité)

Appareillage simple et bon marché pour mesurer les antennes

Cet article vous propose de découvrir deux techniques de mesure d'antennes. Si les résultats obtenus sont similaires, les moyens mis en œuvre sont néanmoins différents et permettent de s'adapter au matériel de laboratoire dont vous disposez. Ces appareils vous permettront également de mieux comprendre le fonctionnement d'une antenne par la mesure objective de l'influence de ses différents paramètres.

Les ponts d'impédance

Il est possible de procéder à des mesures d'impédance en utilisant une variante du classique pont de résistances, le fameux pont de Wheatstone.

La **figure 1a** vous propose le schéma de principe d'un tel pont d'impédance. L'intensité du courant traversant le détecteur sera nulle lorsque les quatre impédances du pont seront telles que l'égalité Z1 / Z2 = Z3 / Z4 soit vérifiée. Si l'impédance de l'antenne constitue l'un des bras du pont et que deux des bras restants ont une valeur d'impédance fixe, il devient possible d'ajuster le quatrième et dernier bras pour équilibrer le pont. Cette situation d'équilibre se manifestera par une lecture nulle au détecteur.

L'une des tactiques les plus courantes consiste, par exemple, à prendre pour Z1 et Z3 des résistances fixes ayant une valeur se situant au milieu de la plage d'impédances à mesurer. Si Z2 est une résistance ajustable permettant la mise en équilibre du pont, situation indiquée par une lecture nulle au détecteur, la valeur indiquée par Z2 à cet instant sera égale au module de l'impédance complexe inconnue connectée à l'emplacement représenté par Z4.

La **figure 1b** vous propose un exemple typique de réalisation dérivé de ce principe. L'antenne, ou toute autre impédance inconnue, est connectée à l'embase K2, constituant ainsi l'un des bras du pont. Un deuxième bras prend la forme d'une résistance fixe, R2. On choisira pour R2 une valeur de 50 ou 75 ohms, si l'appareil de mesure est destiné à ne mesurer que des impédances très proches de ces valeurs. Par contre, prendre pour R2 une valeur de 68 ohms constitue un compromis acceptable dans le cas d'un instrument ayant à travailler avec l'un et l'autre type de charge. La résistance R2 sera du type au carbone, à film métallique, ou tout autre variété non inductive. Les résistances bobinées ont tendance, aux fréquences HF, à se comporter comme des selfs plutôt que comme des résistances ; elles sont donc à proscrire pour l'utilisation qui nous intéresse.
Les réactances des condensateurs C1a et C1b constituent les deux derniers bras de notre pont. C1 est un condensateur différentiel. Un condensateur différentiel tel que celui représenté sur la photographie de la **figure 3c**, est un condensateur doté de deux sections mobiles fixées sur le même axe mais se trouvant à 180° l'une par rapport à l'autre. Cette disposition mécanique fait que, lorsque l'une des sections mobiles est complètement engagée dans le jeu de lames fixes, l'autre en est complètement sortie, si bien que l'une possède sa capacité maximale alors que l'autre se trouve à sa valeur minimale. Dans ces conditions, lors d'une rotation quelconque de l'axe, si la capacité de l'une des sections augmente d'une certaine valeur, la capacité de l'autre section diminuera d'une valeur identique.
Il est possible de fabriquer un condensateur différentiel de fortune en réalisant l'association mécanique de deux condensateurs variables identiques. Il faut pouvoir disposer de condensateurs variables, à air de préférence, dont les extrémités d'axe soient accessibles des deux côtés du boîtier.

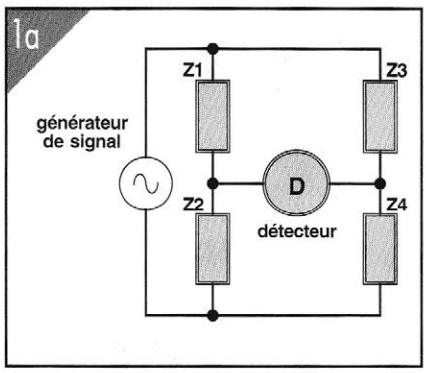


Figure 1 :
a) Principe d'un circuit de mesure en pont.

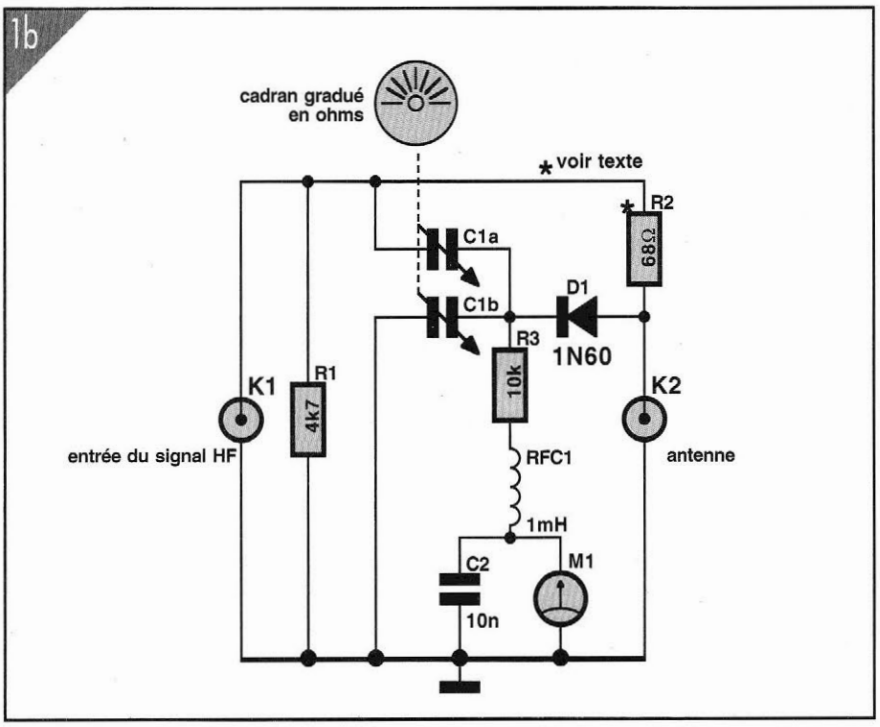


Figure 1 :
b) Pont HF à base de condensateur différentiel pour mesure d'impédance.

Il faut placer les deux condensateurs tête-bêche et en même temps l'un à côté de l'autre. On accouplera les deux axes au moyen d'un petit manchon en métal ou en plastique dur, assuré selon le cas à l'aide de vis ou de colle, en veillant bien à ce que les lames mobiles de l'un soient complètement sorties alors que celles de l'autre seront complètement rentrées. La pratique montre que ce petit montage est parfaitement utilisable si tant est qu'il soit réalisé avec un minimum de soins.

Le détecteur de ce circuit est une diode de signal au germanium, comme par exemple une 1N34 ou une 1N60. La résistance R3 sert de charge pour la diode. Un microampèremètre, M1, fait office d'affichage pour la détection. En règle générale, on utilisera un instrument nécessitant 100 µA pour un débattement à pleine échelle. Une self de choc HF, RFC1, a pour fonction de protéger le mouvement de l'instrument contre une éventuelle influence de signaux HF.
On connecte une impédance inconnue ou une antenne à l'embase K2, une source de signai à la fréquence requise à l'embase K1 et l'on joue ensuite sur le condensateur différentiel C1 jusqu'à ce que l'aiguille de l'instrument de mesure soit à ou proche de zéro. On peut alors lire le module de l'impédance inconnue ou de l'antenne sur la couronne graduée que comporte le condensateur C1. L'étalonnage du pont d'impédance est simple comme bonjour. On connecte l'une après l'autre plusieurs résistances non inductives de valeurs standard échelonnées de 10 à 1000 ohms à l'embase K2 –veiller à raccourcir leurs connexions. On équilibre ensuite le pont et l'on porte sur le cadran la valeur de la résistance de charge correspondante à la résistance pure utilisée pour ce point du réglage. Si vous désirez obtenir une échelle de graduations relativement précise, utilisez des résistances à tolérance de 1 % ou des résistances triées manuellement à l'aide d'un ohmmètre numérique. Il ne faut cependant pas trop en demander! Cet appareil vous donnera une indication valable du module de l'impédance de l'antenne à la fréquence de mesure, et permettra de détecter ainsi une mauvaise adaptation des radiales ou de tout autre élément constitutif de l'antenne.

Mais la mesure ne vous renseigne pas (encore) sur la valeur de la résistance de l'antenne, valeur qui est une image fidèle de la capacité d'une antenne à rayonner efficacement l'énergie HF qui lui est appliquée. Cet appareil de mesure vous protègera valablement contre toute mauvaise adaptation d'impédance entre une antenne et son câble d'alimentation, et donc aussi entre celle-ci et l'émetteur. Il vous permettra également de découvrir comment évolue l'impédance d'une antenne lorsqu'on modifie l'**un** de ses paramètres physiques : proximité du sol, sol sec ou humide, longueur des brins, adjonction d'un chapeau capacitif, angle des radiales, etc.

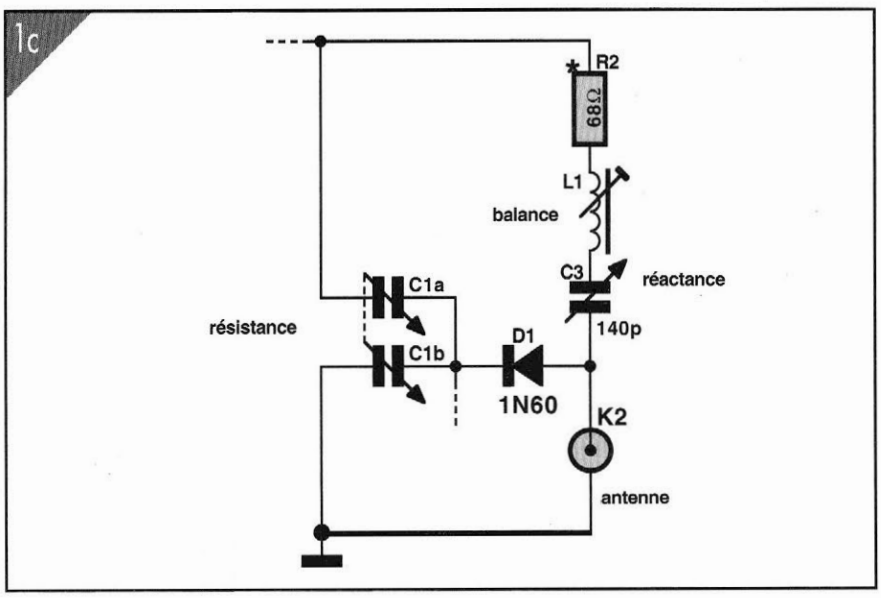


Figure 1 :
c) Pont HF amélioré, pour mesure distincte de la résistance et de la réactance.

Le circuit de principe de la **figure 1b** ne peut donc servir qu'à déterminer le module de l'impédance de l'antenne. Il est possible de remédier à ce handicap en modifiant ce circuit, nouvelle approche d'un appareil de mesure plus performant qu'illustre le schéma de la **figure 1c**. Comment cela fonctionne-t-il ?

Le circuit oscillant série formé par le self ajustable L1 et le condensateur variable C3 est calculé de façon telle qu'il entre en résonnance à la fréquence de mesure lorsque le condensateur C3 est à moitié fermé. Dans ces conditions, les réactances de la bobine et du condensateur s'annulent et la branche supérieure droite du pont semble n'être constituée que de la résistance R2. Si l'impédance connectée à l'embase K2 est une résistance pure, la rotation du condensateur différentiel C1 permettra d'en déterminer immédiatement la valeur. Mais que va-t-il se passer si cette impédance est complexe, en d'autres termes si elle contient une composante inductive ou capacitive ?

Revenons au circuit L1 / C3. Dans la situation actuelle, son impédance équivalente est égale à zéro. Mais si nous déréglons le condensateur C3, cela ne sera plus vrai. En fermant davantage les lames de C3, la branche supérieure droite du pont va devenir l'équivalent d'un réseau R / C série, tandis qu'en ouvrant les lames, elle deviendra l'équivalent d'un réseau R / L série ! Il y a donc moyen, en modifiant la position de C3, de simuler une impédance de n'importe quel type dans cette branche du pont. Dans le cas de la mesure d'une impédance complexe, le condensateur variable C3 permettra toujours de compenser et de chiffrer la partie réactive de cette impédance, quelle qu'elle soit, tandis que le condensateur différentiel C1 donnera à présent une indication précise de la valeur résistive de cette impédance, puisque la composante réactive en aura été annulée.

Il faudra jouer à la fois sur C1 et sur C3 pour obtenir la déviation la plus faible possible de l'instrument de mesure. C'est dans cette situation que les valeurs indiquées par C1 et C3 reflèteront au mieux les valeurs des composantes résistive et réactive de l'impédance en cours de test.

Figure 2 : Pont d'impédance du commerce à usage général (radioamateurs et hobbyistes).

Avant de procéder à une mesure, il faudra commencer par équilibrer le pont. La meilleure méthode consiste à placer en K2 une résistance pure proche de la valeur supposée de la résistance de l'antenne. Lorsque la fréquence de mesure aura été définie, il faudra placer C1 de manière à ce que son curseur indique la valeur de cette résistance de préréglage, placer le curseur de C3 en position zéro (donc à moitié de sa capacité), puis ajuster la self L1 de manière à obtenir une déviation nulle à l'appareil de mesure.

Il n'y a plus qu'à remplacer cette résistance par l'impédance inconnue, puis ajuster C1 et C3 pour ramener l'indication du galvanomètre à zéro. Le premier minimum obtenu par C1 sera relativement flou. Il faudra l'affiner en jouant sur C3, puis reprendre le réglage de C1, et ainsi de suite jusqu'à l'obtention du meilleur résultat.

A ce moment, et à ce moment seulement, l'appareil de mesure vous fournira une indication précise de la résistance et de la réactance de l'antenne à la fréquence à laquelle vous êtes en train de la mesurer.

Certaines réalisations de ponts d'impédances basés sur ce principe possèdent pour L1 des selfs enfichables de valeurs diverses, permettant l'utilisation d'une self différente pour chaque gamme de fréquences de mesure. Le recours à la solution de selfs enfichables par rapport à celle de bobines commutées mécaniquement ou électroniquement est souvent justifié par l'existence de capacités et de self-inductions parasites simplement apportées par le câblage et dont la présence n'est plus négligeable lorsque la fréquence de mesure atteint des valeurs plus élevées.

L'un des problèmes que pose le circuit de la **figure 1c** est qu'il nécessite un niveau de signal relativement élevé si l'on veut avoir une sensibilité suffisante de l'aiguille de l'instrument de mesure. Cela signifie que les radioamateurs pourront s'en servir facilement, en utilisant leur émetteur à puissance réduite comme source de signal, mais les amateurs simplement à l'écoute des ondes courtes et tous ceux qui n'ont pas de licence pour l'utilisation d'émetteurs / récepteurs risquent de rencontrer certaines difficultés à pouvoir en tirer le meilleur parti. La solution consiste à placer un amplificateur HF en amont du pont, ceci pour améliorer le niveau plus que probablement trop faible du signal fourni par un générateur de signal HF à faible puissance de

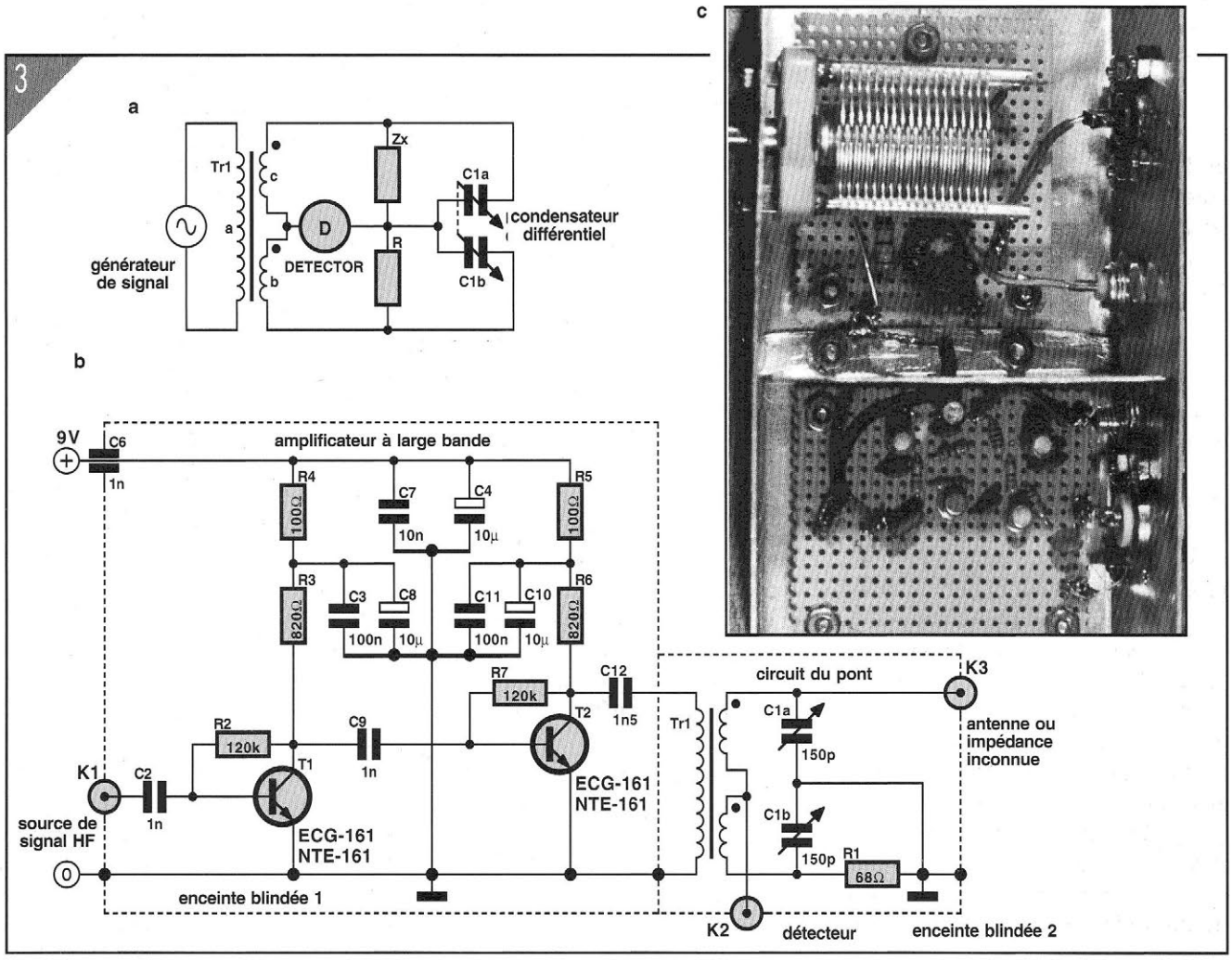


Figure 3 :
a) Pont d'impédance HF à couplage par transformateur.
b) Circuit pratique utilisant un amplificateur HF en amont du pont.
c) Photographie du prototype réalisé à partir du schéma ci-dessus.

sortie, soit encore un amplificateur CC (de tension continue) pris lui en amont de l'instrument de mesure. L'auteur a trouvé des réalisations utilisant ces deux techniques d'amplification.

La photographie de la **figure 2** est celle d'un pont d'impédance portatif pour antennes radio, disponible dans le commerce. Cet instrument utilise le circuit de pont condensateur/résistance et ne permet donc pas de dissocier les composantes résistive et réactive de l'impédance de l'antenne mesurée. Il possède cependant un amplificateur HF à large bande ce qui permet l'utilisation de sources de signal de faible niveau telles que des générateurs de signaux courants. Un bouton de commande permet la mise en ou hors circuit de cet amplificateur selon qu'il est nécessaire ou pas.

Le schéma de la **figure 3a** vous propose une variante du circuit du pont d'impédances. Ici, la source de signal est reliée au pont à travers un transformateur, Tr1. Le bobinage de ces transformateurs se fait en règle générale sur un corps toroïdal sous la forme d'un faisceau de trois fils de manière à garantir un couplage efficace entre les trois enroulements et surtout une répartition uniforme des capacités parasites, condition sine qua non du maintien des performances de l'appareil lorsque les mesures se font à fréquences plus élevées, et cela déjà bien avant l'approche des 28 MHz. Les points dessinés à l'une des extrémités de chacun des enroulements secondaires (Tr1b et Tr1c) servent à identifier les extrémités en phase pour ces deux enroulements.

Le schéma plus complexe de la **figure 3b** vous propose une version plus sophistiquée de ce circuit réalisée par l'auteur et dont nous vous proposons la photographie en **figure 3c**. Conçu pour travailler dans la partie supérieure du spectre radio des ondes courtes, il a donné d'excellents résultats lors de la mesure d'une charge fictive de 50 ohms à des fréquences allant jusqu'à 32 MHz. Le circuit comporte un amplificateur HF à large bande permettant l'utilisation d'un générateur fournissant un signal HF de niveau relativement faible.

Le circuit de la section du pont est dérivé de celui de la **figure 3a**. Cette version a été conçue pour travailler avec des lignes de transmission en câble coaxial, technique souvent utilisée tant par les amateurs d'écoute des OC que par les radioamateurs possédant une licence d'émission. Les éléments du pont comprennent les sections du condensateur différentiel (C1a et C1b), l'impédance inconnue de l'antenne et une résistance fixe de 68 ohms. Tout comme dans le cas précédent cette résistance doit être au carbone ou à couche métallique.

Le circuit du pont est attaqué par un transformateur à trois enroulements, Tr1. Le bobinage de ce transformateur est fait selon la technique "trois fils en main" évoquée quelques lignes plus haut, utilisant dix spires de fil de cuivre émaillé de 0,4 mm de section (26 AWG) bobinées sur un noyau torique de type T37-RED. Nous pouvons vous donner une petite astuce pour fabriquer sans trop de peine ce câble trifilaire entortillé, à condition de s'y prendre avec soin. On commence par découper trois morceaux de fil de 75 cm de long pour les coucher parallèlement l'un à l'autre. On effectue un nœud à l'une des extrémités de cet ensemble de trois fils, nœud que l'on place dans le mandrin d'une perceuse à main ou d'une perceuse électrique équipée d'un variateur de vitesse électronique permettant l'obtention de vitesse de rotation très lente.

On fixe l'autre extrémité dans un étau et l'on débute le processus de torsion. On continuera jusqu'à obtenir environ six torsions par centimètre, ce nombre n'a d'ailleurs rien de bien critique. Faites attention à vos yeux, au cas où l'un des fils venait à casser !

Le détecteur pourra être n'importe quel dispositif ou instrument capable de détecter un signal HF. L'auteur a utilisé et un oscilloscope à bande passante de 50 MHz et un récepteur ondes courtes équipé –comme il se doit– d'un S-mètre comme détecteur. On pourrait également utiliser le détecteur passif à instrument analogique représenté en **figure 1b**.

Le circuit de mesure complet doit être mis dans un boîtier métallique pour éviter toute interaction avec l'environnement. Les composants du pont a été rassemblés d'un même côté à l'intérieur du boîtier, et ont été séparés des composants de l'amplificateur HF à large bande par l'adjonction d'une tôle transversale, comme vous pourrez très bien le constater par l'examen de la **figure 3c**.

L'amplificateur HF à large bande est constitué d'une paire d'étages à transistors VHF / UHF NPN montés en cascade. Les dits transistors sont normalement disponibles auprès des services d'après-vente TV. L'auteur a utilisé un NTE-161, mais on pourrait fort bien utiliser un ECG-161, un GE-39 ou encore un SK-3716. Si vous n'arrivez pas à mettre la main sur l'un de ces composants, essayez donc un transistor VHF / UHF d'amplification HF à usage général de classe équivalente (Ft = 800 MHz, hfe = 60, Pd = 200 mW, Ic = 50 mA).

Tous les condensateurs du circuit, exception faite de ceux dotés d'un symbole de polarité et de C6, sont des condensateurs-disque céramique. Il faudra, en raison des caractéristiques large bande de cet amplificateur, utiliser des condensateurs de bonne qualité et enlever l'excédent de couleur présent sur leurs broches de manière à pouvoir raccourcir ces dernières au plus court. Une pince pliante à bec fin permettra d'effriter facilement l'excédent de peinture.

Les condensateurs polarisés du schéma pourront être des condensateurs au tantale ou à l'aluminium. Bien que les experts semblent préférer les tantales pour les applications du type de celles de la **figure 3b**, l'utilisation de condensateurs à l'aluminium radiaux en version courante n'a pas posé de problème pratique.

Le condensateur C6 est un condensateur de passage céramique de 1000 pF. Il est monté dans la face arrière et permet le passage de la tension continue d'alimentation, les signaux HF étant dérivés à la masse. Il n'est pas difficile de mettre la main sur ce type de condensateur. Veillez à ce que la longueur du conducteur reliant C7, C4, R4 et R5 au point de passage de la ligne d'alimentation à travers le blindage soit gardée la plus courte possible.

L'étalonnage du pont de la **figure 3** se fait selon la même procédure que précédemment : à l'aide d'une collection de résistances fixes au carbone ou à couche métallique de différentes valeurs comprises entre 10 et 1000 ohms.
Avec le condensateur différentiel disponible, il fut possible d'arriver à des zéros francs jusqu'à une valeur de résistance de 600 ohms ; au delà, les repères portés sur le cadran étaient trop imbriqués pour être utilisables, ce point zéro étant lui aussi relativement flou.

Le pont d'impédances

L'un des problèmes auquel on se trouve souvent confronté lors de l'utilisation d'un pont d'impédance dans la réalité est que ce type d'appareil ne semble fonctionner correctement que dans des circonstances optimales, parce que la plupart d'entre eux ne permettent pas la mesure distincte de la résistance et de la réactance de l'antenne : ce ne sont (que) des ponts de mesure d'**impdance.** Que se passe-t-il donc ?
En cas de connexion directe du pont au point d'alimentation de l'antenne, le pont mesurera bien sûr l'impédance réelle de l'antenne. Pas de problème, sauf ...qu'il faut arriver à ce point. Dans le cas d'une verticale montée sur un mât de quelques mètres, par exemple, ce n'est plus possible ! Si maintenant, on doit connecter le pont à l'antenne via un morceau de câble coaxial d'une longueur quelconque, la mesure peut être totalement différente ! Pourquoi ? Parce que la longueur de câble coaxial se comporte comme un transformateur d'impédance, et voici ce que disent, en quelques mots, les lois régissant le comportement du câble dans de telles circonstances :

1) Si le câble est chargé par une résistance égale à son impédance caractéristique, on retrouvera cette valeur de résistance au point de mesure.

2) Si le câble est chargé par une résistance différente de son impédance caractéristique, on retrouvera une résistance au point de mesure, mais de valeur qui peut être totalement différente.

3) Si le câble est chargé par une impédance quelconque, on retrouvera **n'importe quoi** au point de mesure : le câble transforme aussi bien la valeur de la réactance que celle de la résistance, si bien (!) que le résultat de mesure est complètement farfelu.

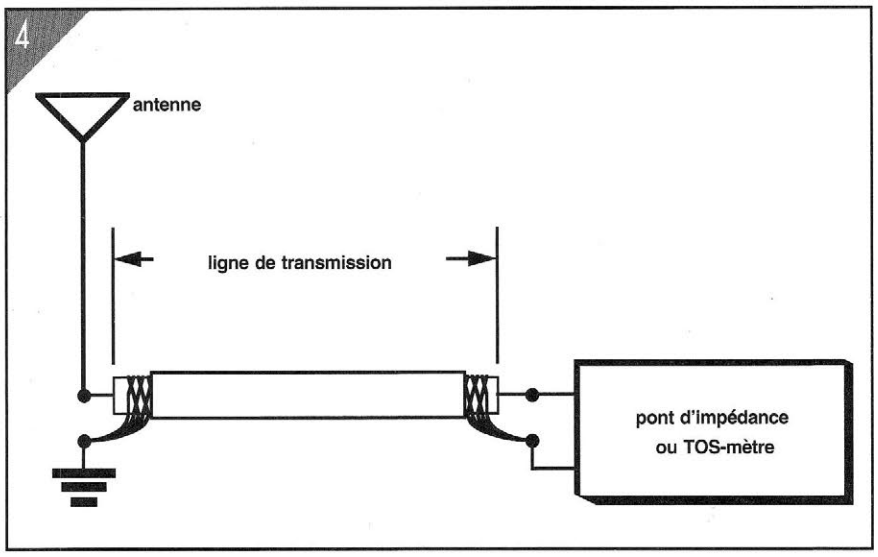


Figure 4 : On branchera le pont d'impédance à l'antenne par l'intermédiaire d'une ligne de transmission ayant une longueur égale à un nombre entier quelconque de demi-longueur d'ondes physique pour la mesure d'impédance, et à un nombre entier pair pour la mesure distincte résistance/réactance.

Nous voilà vraiment mal partis ! A quoi bon effectuer une mesure dans ces conditions ?
Il existe une solution à ce problème. Il suffit d'employer une ligne de transmission ayant une longueur physique (mesurée) égale à un nombre entier de demi-longueurs d'onde à la fréquence de mesure ou à la fréquence centrale de la bande de fréquences sur laquelle on désire que l'antenne soit utilisée (**figure 4**). La longueur physique et la longueur électrique d'une ligne de transmission ne sont pas identiques. La longueur d'onde électrique est définie comme celle d'un champ électromagnétique se déplaçant dans l'air ou dans le vide à la vitesse de la lumière. Elle se définit mathématiquement par la formule bien connue :

λ_e = c / F, où
λ_e est la longueur d'onde électrique exprimée en mètres,
c représente la vitesse de la lumière, soit 299.792.458 exprimé en mètres par seconde,
et où F représente la fréquence exprimée en Hertz.

Lorsque le champ électromagnétique se déplace dans un milieu différent du vide, sa vitesse chute d'un facteur appelé coefficient de vélocité, représenté par la lettre grecque ν (prononcer «nu») et propre à chaque milieu de propagation. Cette réduction de vitesse se traduit par une réduction de longueur d'onde dont il faut tenir compte lors de la mesure du câble, tout simplement en utilisant la formule précédente réécrite sous la forme :
$\lambda_{ph} = \nu \times \lambda_e$
$\lambda_{ph} = \nu \times c / F$

Voici quelques coefficients de vélocité, se rapportant aux diélectriques les plus usuels :
polyéthylène = 0,66
polystyrène = 0,80
téflon™ = 0,7

Par exemple, sept demi-longueurs d'onde à 14,150 MHz dans du câble coaxial utilisant le polyéthylène comme diélectrique vaudront :

$L = 7 \times \lambda_{ph} = 7 \times \nu \times c / F$
L. physique = 7 x 0,66 x 299.792.458/ (14,150 x 10^6) = 97,883 m.
Une fois terminé le réglage de l'antenne ou les mesures, on pourra remplacer la ligne de transmission par un morceau du même type de câble coaxial d'une longueur quelconque permettant une interconnexion correcte de l'antenne au récepteur, et ce – éventuellement– à travers un dispositif d'adaptation d'impédance (filtre en pi ou autre) suivi d'un TOS-mètre.

Les ponts de bruit

Un pont de bruit est un pont d'impédance spécial conçu d'une façon telle qu'un circuit de génération de bruit se substitue au générateur de signal sinusoïdal. Un générateur de bruit blanc idéal produit une quantité importante de signaux aléatoires à toutes les fréquences, du continu à celle de la lumière diurne, sachant cependant qu'il est raisonnable de s'attendre, sans prise de mesure particulière, à un fonctionnement allant des fréquences très basses (**VLF** vient de ***Very Low Frequencies***) à l'extrémité supérieure du spectre HF.
Les ponts de bruit utilisent généralement des récepteurs OC comme détecteur.

Le schéma de la **figure 5** est celui d'un pont de bruit. La section du pont est similaire à celles évoquées plus tôt. On pourra utiliser pour Tr1 le même transformateur trifilaire que celui décrit lors de notre examen du pont d'impédance. La différence entre ce circuit de mesure et les précédents est qu'ii ne nécessite pas de condensateur différentiel difficile à dénicher : un condensateur variable ordinaire, de bonne qualité cependant, fait parfaitement l'affaire. Il est préférable d'utiliser un modèle à croissance linéaire de la capacité plutôt qu'un modèle à croissance linéaire de la longueur d'onde, identifiable par la présence de lames mobiles semi-circulaires exactement centrées sur l'axe du rotor.
Notons que ce circuit fonctionnera également comme un pont d'impédance traditionnel si l'on remplace la source de bruit par un générateur de signal sinusoïdal HF. Le circuit de génération de bruit fait appel à une diode zener de 6,8 V. Toutes les diodes zener travaillent en mode avalanche ; source inhérente de bruit s'il en est. Nous tirons parti de cet effet, que l'on considère en général comme un inconvénient, pour la génération de signaux de bruit (à peu près) blanc. La possibilité d'identification de la source de bruit sur le cadran du récepteur est obtenue par l'utilisation d'un générateur d'impulsions très courtes à environ 1 kHz (un temporisateur du type 555, IC1) qui servira de marqueur

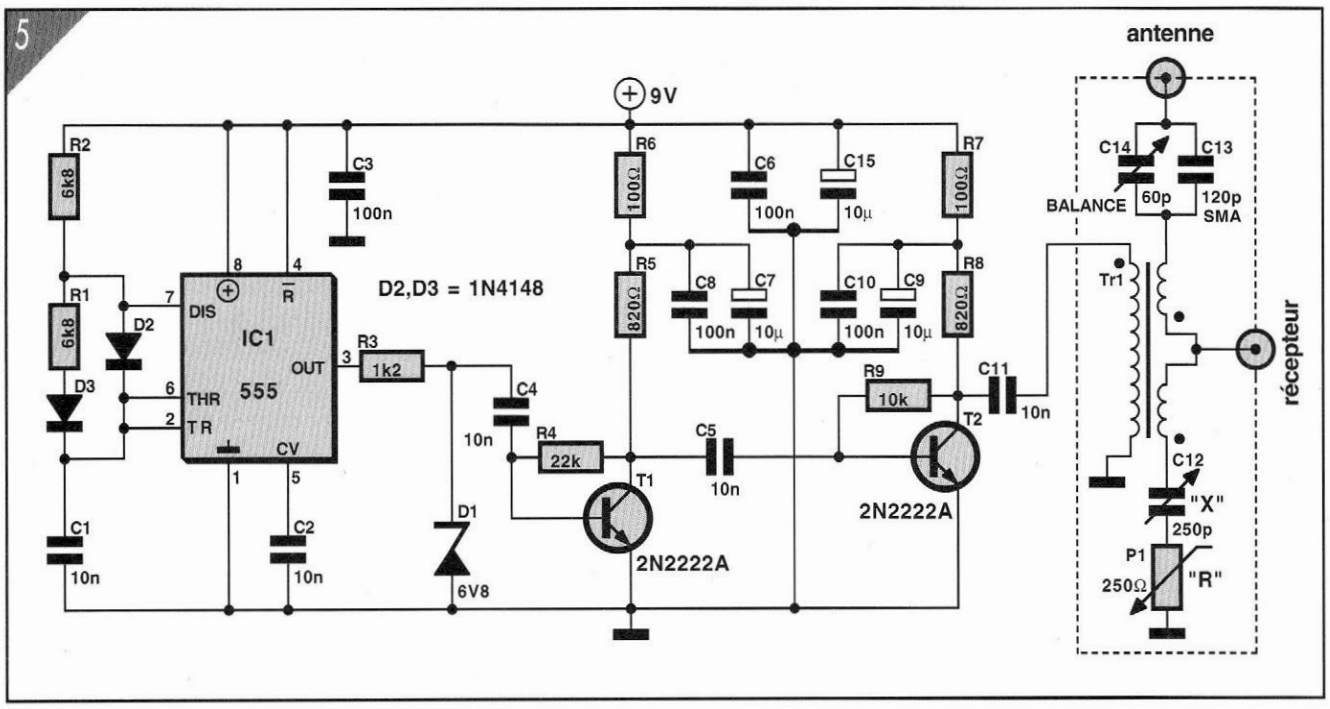


Figure 5 : Schéma d'un pont de bruit.

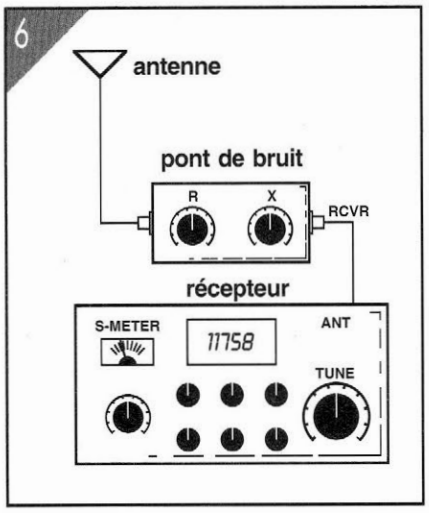


Figure 6 : Voici comment brancher un pont de bruit à une antenne : ici, c'est un récepteur qui fait office de détecteur.

aux salves de bruit générées par le circuit. Le contenu ou la richesse en harmoniques du bruit créé pourra être optimalisé par un choix judicieux de la valeur de la résistance R3 définissant le point de fonctionnement de la diode zener, point qu'il faut idéalement amener juste au début du démarrage de l'effet d'avalanche.

Le circuit dispose de deux organes de commande. La commande "R" permet de mesurer la composante résistive de l'impédance. Ce potentiomètre devra être un potentiomètre au carbone de très bonne qualité. Le condensateur est un condensateur variable ordinaire utilisé pour la mesure du paramètre "X", la réactance de l'impédance inconnue.
Pour étalonner le pont de bruit à une fréquence de mesure donnée, il faudra tout d'abord brancher une charge ohmique pure de 50 ohms à l'embase ANTENNE. On positionnera le curseur de "X" à mi-échelle, le curseur de "R" sur 50 ohms et on jouera sur la commande BALANCE jusqu'à trouver la position se traduisant par le minimum de bruit au haut-parleur du récepteur. C'est tout !

Le synoptique de la **figure 6** montre la position du pont de bruit entre l'antenne et le récepteur. On accordera le récepteur sur une fréquence située au milieu de la bande de fréquences dans laquelle on veut opérer. On met le générateur de bruit en fonction. On devrait entendre un spectre de bruit de niveau compris entre 6 et 9 sur le S-mètre. Lorsque le pont aura été calibré comme décrit au paragraphe précédent, on pourra remplacer la résistance de 50 ohms par l'antenne à mesurer. On joue sur la commande "R" jusqu'à avoir un minimum dans l'enveloppe de bruit. On joue ensuite sur la commande "X" pour améliorer ce minimum. Vous ne manquerez pas de remarquer qu'il existe une certaine interaction entre les commandes "X" et "R", de sorte qu'il faudra jouer alternativement sur les deux organes de commande jusqu'à trouver le meilleur minimum d'ensemble. La valeur de la commande "R" exprimée en ohms est celle de la composante résistive de l'impédance de l'antenne, la valeur de la commande "X" donnant elle une bonne mesure de la taille de la réactance à la fréquence de test. On pourra, en utilisant des valeurs standard de selfs et de condensateurs shuntés à l'aide d'une résistance de 50 ohms, calibrer "X" pour une plage de réactances positives (selfs) et de réactances négatives (condensateurs).
Pour avoir l'utilisation du pont de bruit bien en main, rien de tel que de lui faire mesurer les paramètres de votre charge fictive. Vous pourrez ainsi parcourir les différentes bandes de fréquences en tout sens et bien juger du comportement de votre nouvel appareil de test. Cela vous permettra aussi de juger de la qualité de votre travail, si vous avez réalisé cette charge fictive vous-même, ou de vérifier la véracité des dires du vendeur, si vous l'avez achetée dans le commerce !
La photographie de la **figure 7** vous montre un pont de bruit R / X de

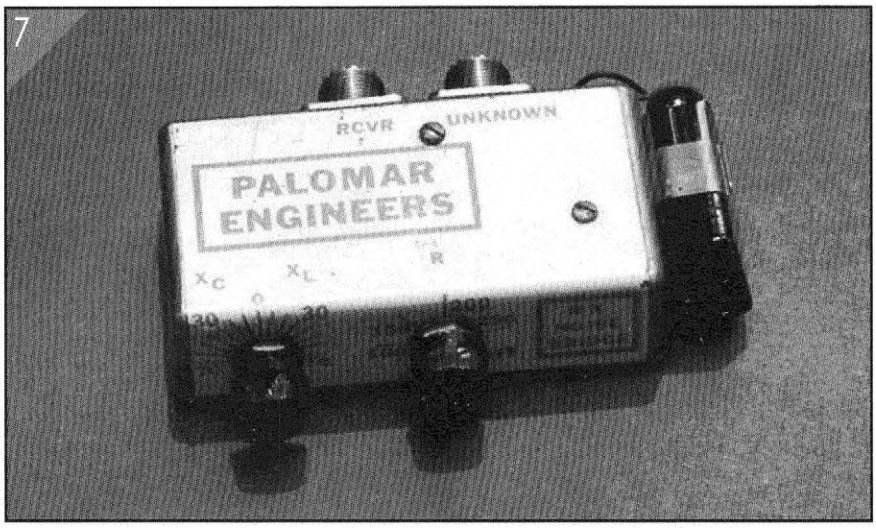


Figure 7 : Pont de bruit de Palomar Engineers.

Palomar Engineers, une société américaine, modèle au prix abordable. L'auteur s'en est servi de longues années durant lesquelles il a parfaitement rempli les fonctions qu'il en attendait. (NDLR : Puis il l'a vendu pour en fabriquer un meilleur lui-même, pardi !)

Analyseurs de VSWR

Le pont d'antenne portatif autonome MFJ, de la société américains du même nom, dont on retrouve une photo en **figure 8** est un autre instrument à faible coût fort intéressant. Il s'agit d'un TOS-mètre (Taux d'Ondes Stationnaires, on trouve aussi la dénomination anglaise **VSWR-meter** ou ***Voltage Standing Wave Ratio meter***).

Cet instrument intègre un circuit de pont, un amplificateur à large bande et un générateur de signal HF multi-bande, le tout dans un même boîtier de dimensions fort compactes. Après avoir accordé le générateur de signal à la fréquence requise, on joue sur la commande de résistance, jusqu'à l'obtention d'un zéro franc sur le galvanomètre. Une table de conversion permet de retrouver l'impédance correspondant à la valeur de résistance nécessaire pour avoir un zéro. Cette société fabrique des instruments encore plus sophistiqués tels que l'analyseur de TOS HF du type MFJ-207 (*HF SWR Analyzer*) et l'analyseur de TOS VHF du type MFJ-208 (*VHF SWR Analyzer*). Ces instruments ne comportent pas de commande de résistance, mais utilisent d'autres techniques pour mesurer directement le VSWR et l'afficher sur un galvanomètre analogique calibré.

Vous en savez suffisamment maintenant pour essayer de voler de vos propres ailes.

Figure 8 : Pont d'antenne portatif autonome de MFJ.

ELEKTOR
l'électronique créative

18e année

Hors-Série HF 2

Les Trois Tilleuls
BP 59 - 59850 Nieppe
Téléphone : (20) 48.64.64
Télécopieur : (20) 48.69.64
Minitel : 36.15 ELEKTOR (1,01 F/min)

Le standard est ouvert du lundi au vendredi de 8h30 à 16h00.
Banque: Société Générale à Armentières, nº 01113-00020095042.21: CCP Lille: 7.472.29.A

ABONNEMENTS :
Voir encart. Avant-dernière page.

RÉDACTION :
Guillaume Dols, Guy Raedersdorf (R. en chef)

Rédaction internationale :
H. Baggen, J. Buiting, J. van Rooij, L. Seymour, J. Steeman
Sécrétariat : M. Pardo, H. Wilmes
Laboratoire : H. Bonekamp, T. Giesberts, L. Lemmens, A. Rietjens
Chef du laboratoire : K. Walraven

DIRECTEUR du département Livres & Hors-Série :
A. Schommers
RÉDACTION et COORDINATION de ce numéro :
Denis Meyer
Ce numéro hors-série a été réalisé avec la collaboration de Jean-Pierre Charlier.
MAQUETTE et PHOTOCOMPOSITION :
Kristine Nuyens, AKKURAAT, Hasselt (B)

DIRECTEUR DÉLÉGUÉ DE LA PUBLICATION :
Robert Safie

ADMINISTRATION :
Brigitte Henneron

DROITS D'AUTEUR :
© Elektuur B.V. 1995

Toute reproduction ou représentation intégrale ou partielle, par quelque procédé que ce soit, des pages publiées dans la présente publication, faite sans l'autorisation de l'éditeur est illicite et constitue une contrefaçon. Seules sont autorisées, d'une part, les reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective, et, d''autre part, les analyses et courtes citations justifiées par le caractère scientifique ou d'information de l'oeuvre dans laquelle elles sont incorporées (Loi du 11 mars 1957 - art. 40 et 41 et Code Pénal art. 425).

Certains circuits, dispositifs, composants, etc. décrits dans cette revue peuvent bénéficier de droits propres aux brevets; la Société éditrice n'accepte aucune responsabilité du fait de l'absence de mention à ce sujet.

Conformément à l'art. 30 de la Loi sur les Brevets, les circuits et schémas publiés dans Elektor ne peuvent être réalisés que dans des buts privés ou scientifiques et non commerciaux. L'utilisation des schémas n'implique aucune responsabilité de la part de la Société éditrice.

Sté Éditrice : Publitronic
S. à r. l. au capital de 50 000 F
Gérant et directeur de la publication : J. Boermann

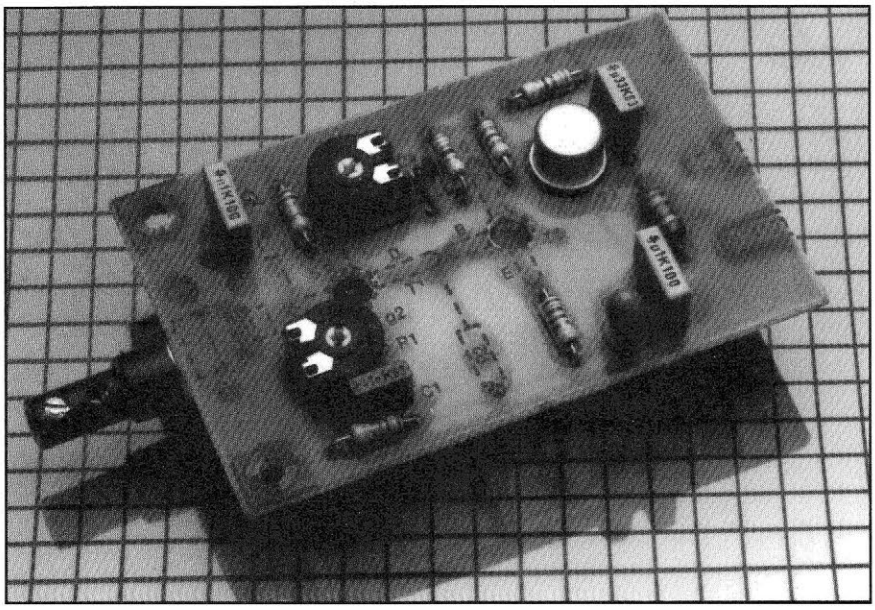
Siège Social : Les 3 Tilleuls - 59850 Nieppe
RC - HAZEBROUCK : 319.937.454.00027
APE : 221E ISSN : 0181-7450-CPPAP.64739
Principal associé : ELEKTUUR B.V.

Imprimé aux Pays-Bas par NDB
Distribué en France par NMPP
et en Belgique par AMP

Antenne active à large bande

➽ pour les fréquences de 10 kHz à 220 MHz

La réalisation décrite dans cet article prouve, si besoin était, qu'il est possible, pour un même amplificateur, de concilier faible bruit et gain important tout en disposant d'excellentes caractéristiques large bande. Le concept proposé ici convient tout particulièrement aux récepteurs de communication fixes ou mobiles ; on pourra également s'en servir comme sonde active pour un oscilloscope échantillonnant en HF. Le plus étonnant de tout cela est sans doute le petit nombre de composants nécessaires à sa réalisation.



La plupart des amplificateurs d'antenne à large bande ne sont en fait rien de plus que de simples convertisseurs d'impédance présentant un certain gain, aussi faible soit-il dans certains cas. L'impédance d'une antenne fouet ou à brins télescopiques est relativement élevée, pour la simple et bonne raison que ces antennes sont relativement courtes comparées à la longueur d'onde du signal reçu. Il va sans dire qu'il faudra abaisser cette impédance élevée à quelques 50 ou 75 Ω pour la faire correspondre à celle exigée par l'entrée du récepteur. Ceci explique que la plupart des amplificateurs d'antenne à bande large comportent, tout en amont, un composant bien connu pour ce type d'applications: un transistor JFET monté en drain commun, montage également appelé source suiveuse ou, en anglais, *source follower*.

Cependant, bien qu'un JFET soit un convertisseur d'impédance pratiquement idéal, son utilisation dans une antenne active à large bande présente deux inconvénients majeurs. D'une part, il possède une capacité d'entrée relativement importante (10 pF typique) qui, en combinaison avec l'impédance élevée de l'antenne, se comporte assez aisément en filtre passe-bas. De l'autre, une des règles présidant à la conception d'un amplificateur d'antenne de qualité demande que le premier étage actif fournisse un minimum de gain, de façon à ce que l'ensemble ait le niveau de bruit total le plus faible possible.
Or un montage en drain commun ne peut pas remplir cette exigence, puisqu'il constitue un atténuateur. Il va falloir réviser ses positions.

Une approche différente

Il nous faut donc, à l'entrée d'un amplificateur d'antenne large bande, un dispositif qui :

1. Présente une capacité d'entrée faible,
2. Soit capable de travailler à des fréquences très élevées et à un niveau de bruit faible,
3. Ait une impédance d'entrée très élevée,
4. Puisse traiter des niveaux de signaux importants sans que cela ne se traduise par un taux d'intermodulation élevé et,
5. Fournisse en outre un certain gain.

On le constate, le cahier des charges est sévère pour un simple dispositif actif. Il existe maintenant un moyen technique qui permette d'arriver à un

compromis fort acceptable entre toutes ces conditions. Il suffira de remplacer le bon vieux JFET par le dernier-né de la technologie MOS, à savoir un transistor MOSFET à double grille, pour que les plus grosses difficultés s'aplanissent comme par enchantement.
L'amplificateur décrit ici est du type à réinjection générale (*overall feedback*), dans lequel chacun des trois étages contribue au gain total. Il s'agit en fait d'un amplificateur à deux étages doté en dernier lieu d'un émetteur-suiveur permettant d'abaisser l'impédance de sortie aux 50 ou 75 Ω souhaités.

Comparé au JFET en drain commun de la première solution, notre MOSFET travaille en amplificateur et présente une capacité d'entrée de 2 pF seulement. Comme le montre le schéma de la **figure 1**, nous avons fait appel à un BF981. Le second étage, centré sur un transistor UHF PNP du type BF979 est couplé directement au drain du MOSFET. L'étage de l'émetteur-suiveur utilise un transistor à large bande destiné à l'alimentation de réseaux de TV câblée, de puissance moyenne, un 2N5109 de Motorola.

La réinjection totale (*overall feedback*) est obtenue par l'extraction du signal d'émetteur du transistor T3 et son application à la source de T1 via le réseau de contre-réaction RC R7 / C4. Mais qu'est-ce donc que la "réinjection totale" ?

Il s'agit du procédé de contre-réaction le plus énergique qui soit. Vous avez bien lu : contre-réaction. Beaucoup de gens s'imaginent en effet que la réinjection totale est une sorte de suralimentation de l'amplificateur. Ce n'est pas vrai ; c'est au contraire tout à l'opposé de la vérité. Les procédés de suralimentation existent, bien sûr, mais ils sont connus sous les noms d'amplificateurs à réaction ou à super-réaction, ce qui n'est pas du tout le cas ici.

Nous pouvons en effet redessiner le préamplificateur pour qu'il fonctionne sans réinjection. Il suffit pour cela de **d placer** le côté gauche de la résistance R7 de 56 Ω vers la masse, en oubliant provisoirement le condensateur C4 de 10 pF.

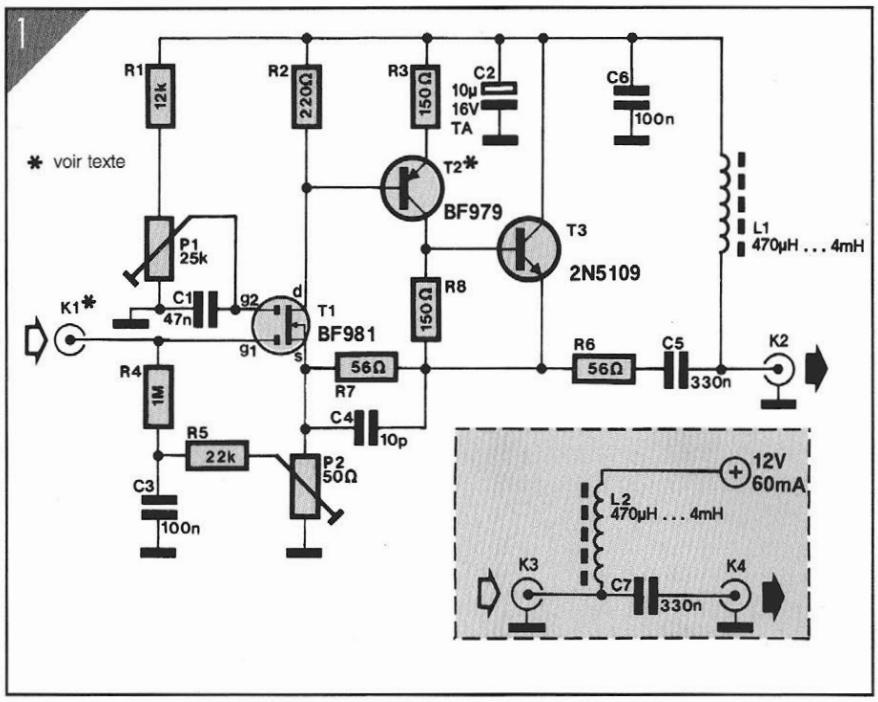


Figure 1 : L'électronique de l'amplificateur d'antenne et, dans l'encadré en pointillés, celle de l'alimentation fantôme.

Nous retrouvons alors une configuration tout à fait conventionnelle pour T1 et T2, mise à part la petite astuce concernant le branchement de T3, petite astuce qui permet tout à la fois de tirer le meilleur parti du gain de T2 malgré la présence de résistances de collecteur de valeurs extrêmement faibles et d'obtenir une impédance de sortie quasiment réduite à zéro au niveau de l'émetteur du transistor T3.
En tenant l'œil gauche sur le schéma original et l'œil droit sur le schéma redessiné, vous comprendrez que l'on renvoie tout le signal de sortie en un point considérable comme l'entrée inverseuse du montage. On ne fait pas mieux comme contre-réaction !

Qu'advient-il du gain ?

Examinons tout d'abord les conditions de fonctionnement DC du schéma réel, en utilisant les paramètres de base suivants :
ß = 150,
V_{BE} = 0,65 V, g = 6 mA / V,
V_E de T3 = 1 / 2 V_{alim}. = 6V DC.
La tension de 0,65 V sur R8 (150 Ω) nous donne le courant de collecteur de T2 : 4,3 mA. Puisque R3 égale R8, 1,3 V sur R2 (220 Ω) nous donne le courant de drain de T1 : 5,9 mA. Il faut que le courant d'émetteur de T3 soit de 50 mA pour obtenir 6 V DC en ce point. On trouve alors (10,2 + 50) x 50 = 3,01 V sur P2 et (4,3 + 50) x 56 = 3,04 V sur R7, ce qui nous amène à à une tension de 6,05 V à l'émetteur de T3, proche du point de fonctionnement idéal présumé.

Tournons-nous à présent vers le schéma mentalement modifié, et essayons de définir son gain total, qui est finalement le gain en boucle ouverte (le terme n'est pas très bien choisi) du montage sans réinjection.

Première chose à faire : estimer la charge vue par le collecteur de T2.
La résistance dynamique entre base et émetteur de T3 peut se définir par la formule
r_d = ß x 27 mV / I_{DC},
soit, avec les paramètres de base,
$r_d = 150 \times 27 \times 10^{-3} / 50 \times 10^{-3} = 81\ \Omega$.
Les variations du courant collecteur de T2, que nous appellerons ∂I_{T2}, seront injectées dans la jonction BE de T3 dans le rapport 150 / (150 + 81) ; multipliées par le facteur ß, elles s'écouleront vers la masse à travers la résistance R7.
La variation de tension au collecteur du transistor T2 est la somme des varia-

tions individuelles entre ce point et la masse, soit sur R8 égale à :
∂I_{T2} x 81 / (150 + 81) x R8
et sur R7 égale à :
∂I_{T2} x R7 x (1 + ß x 150 / (150 + 81))
La somme de ces deux expressions, liant les variations de la tension collecteur au courant fourni par le collecteur de T2 est l'expression de l'impédance de charge vue par ce collecteur. En éliminant le facteur "courant", et en remplaçant ß, R7 et R8 par leurs valeurs respectives, on obtient :
0,35 x 150 + 56 x 98,4 = 5560 Ω.
Le gain du transistor T2 peut s'estimer égal à cette valeur divisée par la valeur de la résistance d'émetteur, ce qui nous donne 5560 / 150 = 37 fois.
Le gain du transistor T1 se déduit de la formule
$g \times R_{drain} / (1 + g \times R_{source})$
et est égal à 4,4 fois.

Le gain en "boucle ouverte" de l'ensemble du circuit est d'environ 160 fois, valeur qui sera jugulée par la réinjection. La réduction drastique qui s'ensuivra permettra d'obtenir une amplification de bonne qualité, c'est-à-dire avec un minimum de distorsion, ainsi qu'une extension de la bande passante jusqu'aux limites maximales des transistors utilisés.

Lorsque la connexion de réinjection est établie, il apparaît un diviseur de tension formé par la résistance R7 de 56 Ω et l'impédance vue à la source du MOSFET, et c'est à présent ce diviseur qui va déterminer le gain du montage.
L'impédance en question dépend des caractéristiques du transistor et du point de fonctionnement qui lui est imposé par les réglages de P1 et P2. Elle se définit par la formule :
$R_{source} / (1 + g \times R_{source})$
et vaut, toujours avec nos paramètres de base, approximativement 38 Ω.
Le gain nominal du montage "bouclé" sera alors de (56 + 38) / 38 = 2,47 fois ou 7,9 dB à vide. La valeur 60 fois supérieure du gain en "boucle ouverte" nous garantit la fiabilité des calculs et donc l'obtention d'une amplification –si faible soit-elle– de bonne qualité et à très large bande.
Le gain en charge sera multiplié par le facteur $Z_{charge} / (Z_{charge} + R6)$, soit pour 50 Ω, 0,47 fois. Le gain final obtenu sera de 2,47 x 0,47 = 1,16 ou 1,32 dB dans les conditions de calcul choisies.

Lorsque le condensateur C4 de 10 pF est mis en place, le gain présente, à partir de 100 MHz, une légère augmentation atteignant environ 2 dB en fin de bande VHF pour la communication mobile, à savoir 160 MHz.
Ce comportement d'un condensateur de contre-réaction peut sembler bizarre, mais il s'explique une fois encore (nous sommes en VHF !) par la présence de composants qui ne figurent pas sur le schéma : les capacités parasites.

La capacité parasite vue à la source du MOSFET vient se greffer en parallèle sur la "résistance" d'entrée vue au même point. Il apparaît ainsi un second réseau de contre-réaction, capacitif cette fois, dont la valeur des éléments a tendance à faire augmenter le gain alors que les performances du préamplificateur commencent à décroître.

La combinaison de ces deux phénomènes est l'explication de ce dernier sursaut d'amplification avant la chute définitive du gain au-delà de 220 MHz. Le "vrai" point de la chute du gain –déjà largement entamée– est fixé par la constante de temps du réseau R7 / C4 aux alentours de 280 MHz.

L'amplificateur reçoit sa tension d'alimentation de 12 V régulés par le câble coaxial. Le schéma de cette alimentation dite "fantôme" vous est proposé dans l'encadré en pointillés de la **figure 1**. Avec un rien de chance, votre récepteur devrait disposer d'une alimentation de 12 V, auquel cas vous pourrez y faire appel pour l'alimentation de l'amplificateur d'antenne.

Nous attirons votre attention sur le fait que les composants de l'alimentation fantôme, à savoir les deux embases K3 et K4, la self L2 et le condensateur de découplage C7, ne trouvent pas place sur la platine dont la **figure 2** donne la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants. La valeur d'inductance des selfs L1 et L2 est fonction de la plage de fréquences que vous désirerez recevoir.

On adoptera la valeur d'inductance maximale, c'est-à-dire 4,7 mH, pour la réception de signaux VLF (*Very Low Frequencies* ou **TBF** pour Très Basses Fréquences), une inductance minimale de 470 µH étant utilisée pour la réception dans les bandes VHF et UHF. Il vous faudra peut-être expérimenter quelque peu avec ces valeurs avant de trouver celle qui convient le mieux. En tout état de cause, la résistance en continu des selfs doit être inférieure à 10 Ω.

La sortie de l'amplificateur est reliée à l'alimentation fantôme par l'intermédiaire d'embases BNC et d'un morceau de câble coaxial d'impédance comprise entre 50 et 75 Ω. On pourra fort bien utiliser, pour la présente application, du câble coaxial TV peu coûteux. La consommation de courant de l'amplificateur d'antenne ne dépasse pas 60 mA.

Construction et réglage

L'amplificateur sera construit sur la petite platine simple face représentée en **figure 2**. Remarque importante : les composants dont la sérigraphie est représentée en pointillés prennent place du côté des pistes de cuivre de la platine.

Comme l'illustre la photo, l'antenne fouet (ou à brins télescopiques) est connectée à l'entrée de l'amplificateur par l'intermédiaire d'une embase et d'une fiche banane. On limitera au strict nécessaire la longueur de l'antenne –30 à 50 cm suffisent amplement dans la majorité des cas.

Notre prototype utilisait un morceau de rayon de bicyclette (!) raccourci à 40 cm et bien fixé dans une fiche banane. Si la zone de réception devait être infestée de parasites (dûs par exemple au réseau électrique domestique), on pourra toujours essayer de les minimiser en accouplant l'antenne à l'amplificateur à travers un condensateur de 10 pF.

Le montage terminé prendra place dans un boîtier métallique pour le mettre à l'abri des rayonnements parasites.

Le réglage en tension continue de l'amplificateur dépend d'un certain nombre de facteurs, de sorte qu'il vous faudra sans doute essayer plusieurs combinaisons de valeurs avant d'avoir obtenu les résultats les plus satisfaisants.

En règle générale il faudra positionner les ajustables P1 et P2 de manière à disposer à l'émetteur de T3 d'une tension de l'ordre de 6 à 8 V. Si l'on envisage d'utiliser l'amplificateur pour la réception diurne de signaux dans les bandes des ondes courtes ou moyennes, on recherchera plutôt le meilleur rapport signal/bruit que le niveau de réception le plus puissant. Il faudra de ce fait trouver pour P1 la position se traduisant par la présence d'une différence de potentiel grille 2-source (U_{g2-S}) comprise entre 3 et 6 V. On adoptera la tension la plus faible qui permette cependant une bonne réception d'une station faible (de par sa puissance rayonnée ou de par son éloignement).

Si vous êtes un de ces "oiseaux de nuit" et que vous faites de la réception nocturne, il faudra adopter un réglage différent, sachant que les signaux présentent alors un niveau sensiblement plus important. Il nous faudra dans ce cas précis la distorsion d'intermodulation la plus faible, ce que l'on ne peut obtenir qu'en faisant passer un courant plus important par le MOSFET, de sorte que la tension U_{g2-S} sera plus proche de 6 V que dans le cas d'une réception diurne évoqué plus haut.
On recherchera la position de P1 se traduisant par la distorsion d'intermodulation la plus faible lors de la réception de signaux très puissants.

Il n'est pas aisé de se mettre à l'abri de la distorsion d'intermodulation. Une bonne technique de capture de signaux de forte puissance consiste à se mettre, en fin de soirée, à l'écoute de la bande des 14 mètres (21 MHz) ou de coupler l'entrée de l'amplificateur à une antenne de bonne taille via une capacité très faible (un morceau de fil bobiné autour du câble de descente de l'antenne TV et connecté à l'embase K1 devrait faire l'affaire). En provoquant cette situation de réception difficile, vous pourrez tout à loisir rechercher les meilleures positions de P1 et de P2 pour les appliquer ensuite à d'autres situations de réception similaires.

Rappelez-vous que l'entrée de l'amplificateur constitue un impédance très élevée qui n'accepte pas que l'on y branche du câble coaxial.

Rappelez-vous également que nous avons publié un schéma similaire dans le numéro 1 de Elektor Spécial HF. Ce premier montage, un amplificateur de transconductance pur et dur, faisait appel à un JFET. Si vous tentez l'expérience de comparer les performances des deux montages, écrivez-nous afin de nous faire part de vos observations : elles seront les bienvenues à la rédaction !
Petite idée, pour débuter : supprimez la résistance R6. Cela ne vous rappelle rien ?

Notons en guise de conclusion que le prototype de cet amplificateur d'antenne a travaillé parfaitement pour des fréquences allant jusqu'à 220 MHz, fréquence à laquelle nous avons obtenu un gain de 5 dB.

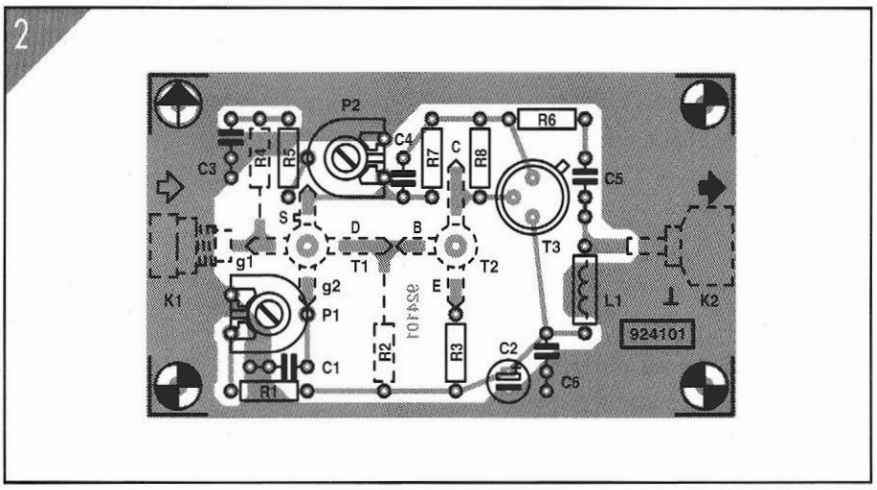


Figure 2 : Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine de l'antenne active pour la gamme de 10 kHz à 220 MHz. On notera qu'un certain nombre de composants prennent place du côté "pistes" de la platine.

LISTE DES COMPOSANTS de l'ANTENNE ACTIVE

• Résistances :
R1 = 12 kΩ
R2 = 220 Ω
R3, R8 = 150 Ω
R4 = 1 MΩ
R5 = 22 kΩ
R6, R7 = 56 Ω
P1 = 25 KΩ rég.
P2 = 50 Ω rég.

• Condensateurs :
C1 = 47 nF
C2 = 10 µF / 16 V tan.
C3, C6 = 100 nF
C4 = 10 pF cér.
C5 = 330 nF

• Semiconducteurs :
T1 = BF981
T2 = BF979
T3 = 2N5109 (Motorola)

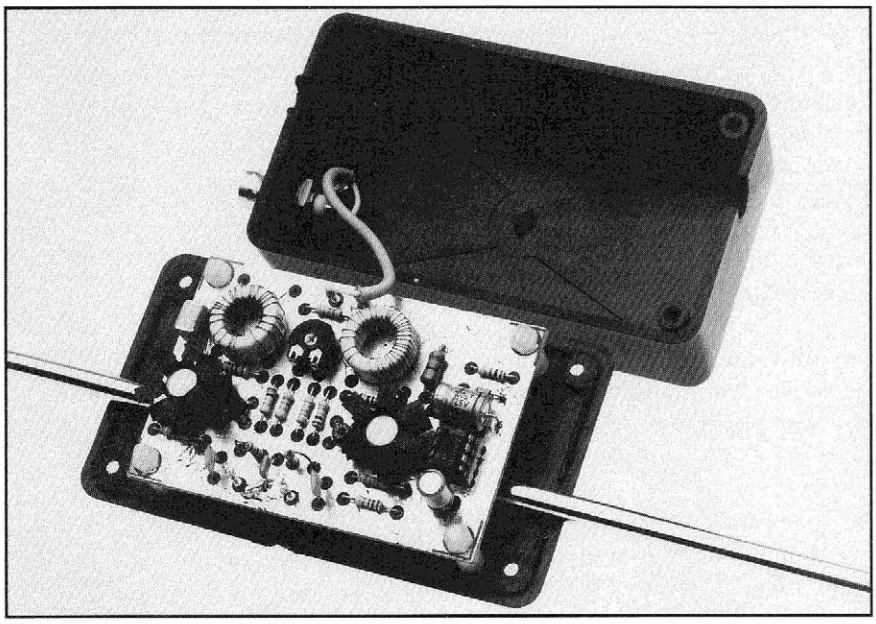
• Divers :
L1 = 470 µH à 4,7 rnH, voir texte
K1 = embase banane isolée encartable Ø 2,6 mm
K2 = embase BNC

LISTE DES COMPOSANTS de L'ALIMENTATION FANTÔME

K3, K4 = embase BNC
C7 = 330 nF
L2 = 470 µH à 4,7 mH

Antenne active symétrique

Du bénéfice de l'adjonction d'un préamplificateur symétrique à large bande



Le commun des mortels de cette fin de XXe siècle ne connaît des fréquences radios, que leur utilisation pour la télévision, les satellites de météorologie, les postes à transistors et les téléphones portables ou embarqués. Ce n'est déjà pas mal.
Nous, électroniciens amateurs ou chevronnés, radioamateurs de surcroît, formons une race à part. Nous passons notre temps à essayer de démoduler, décoder, comprendre, interpréter tout ce que l'éther peut contenir comme signaux radioélectriques. Et rien qu'en dessous de 30 MHz, il y a déjà du pain sur la planche ! Malheureusement, tous ces non-initiés qui nous entourent nous mettent, bien inconsciemment, des bâtons dans les roues : ils font des parasites. Premier remède destiné à nous débarrasser de ces importuns : utiliser une antenne ayant un minimum de directivité, placée à bonne distance des sources perturbatrices. Premier adjuvant : donner au signal capté suffisamment d'énergie et de protection pour lui permettre de franchir sans encombre le long chemin qui l'amènera jusqu'à nos attentives oreilles.

Aux premiers temps de la radiocommunication, tous les émetteurs, qu'ils soient de radiodiffusion ou de services, se retrouvaient dans ce qu'on appelle maintenant la gamme des Grandes Ondes. Les techniques haute fréquence (pour l'époque !) s'améliorant, la gamme des actuelles Petites Ondes fut peu à peu envahie par d'autres émetteurs, de plus en plus nombreux.
Et le radioamateurisme se développa.
Et les Âdministrations, en toute logique, jetèrent ce qui ne les intéressait pas en pâture à cette bande d'hurluberlus. Ces Messieurs les Ronds-De-Cuir n'avaient que faire des très hautes fréquences –entendez par là les Ondes Courtes–, bien trop capricieuses et trop difficiles d'accès.
Et les radioamateurs, avec leur ténacité et leur inventivité, se mirent à la tâche pour débroussailler cette terre ingrate. Ils parvinrent à réaliser des liaisons à très longue distance au moyen de puissances d'émission sans commune mesure avec celles utilisées par les émetteurs "officiels". On leur doit ainsi l'ouverture d'une bande de fréquences aux possibilités extraordinaires, principalement par la mise au point des techniques d'émission en BLU, la fameuse Bande Latérale Unique.
Résultat des courses : lorsque le plus dur eut été fait, ces Messieurs dont question plus haut, sortant de leur léthargie et comprenant leur intérêt, s'empressèrent de reprendre la plus grosse partie de ce qu'ils avaient donné et de récupérer à leur propre bénéfice le travail de fourmi accompli par des milliers de mordus de radio disséminés dans le monde entier.
Avec les conséquences que l'on connaît actuellement : l'encombrement de

toutes les bandes de fréquences et le confinement des radioamateurs dans des zones minuscules, centrées principalement autour de 3.5, 7, 14, 21, 28 et 144 MHz.

Ce qui, tout bien réfléchi, fixe maintenant un nouvel objectif à atteindre par ces radioamateurs. Puisque les problèmes "puissance" et "distance" ont perdu de leur intérêt –résolus–, il faut à présent se pencher sur les techniques de réception, afin d'en améliorer la qualité en débarrassant et en protégeant le signal utile de tous les signaux perturbateurs, et ce jusqu'à son arrivée à l'entrée du récepteur.
rois centres de recherches peuvent être visés. L'antenne, que l'on choisira directionnelle afin d'opérer une première sélection des signaux reçus. Le préamplificateur, connecté directement à l'antenne, que l'on recherchera à meilleur facteur de bruit. Le câble de liaison, que l'on choisira le mieux adapté aux conditions pratiques d'utilisation.
L'auteur de cet article a planché sur le second point. Le résultat de ses recherches, peu ordinaire, vous est présenté dans les lignes qui suivent.

Le problème des parasites

La plupart des radioamateurs et, en règle générale, de tous ceux qui sont intéressés par les liaisons à longue distance (***DX*** pour ***D**istant **X**mission* où *X = trans*, comme dans ***trans**mission*, dans le jargon des radioamateurs) sur des fréquences inférieures à 30 MHz se retrouvent toujours avec des problèmes d'antennes sur les bras. À cause du manque de place, beaucoup d'entre eux sont dans l'impossibilité de construire un système d'antenne performant en raison de l'encombrement que peut représenter un tel système, encombrement lié bien sûr aux longueurs d'ondes rencontrées en dessous de cette limite.
Un second problème résulte de la densité de population élevée de certaines de nos régions, et du haut niveau de parasites industriels ou domestiques qui l'accompagne. Manneken Pis dirait : "Il faut faire avec !". Ce drôle de petit bonhomme a malheureusement raison, et la seule possibilité qu'il nous reste est d'essayer d'en minimiser les effets.

Tour d'horizon

Plusieurs moyens sont quand même à notre disposition.
Le premier, le plus logique, est de placer l'antenne le plus loin possible des sources de parasites, et tout d'abord à l'extérieur de l'écheveau de perturbations que forme le réseau de l'installation électrique d'une maison d'habitation. Ce premier pas accompli, il faut pouvoir envisager la possibilité de s'éloigner de ce nid de parasites, ainsi que des autres sources de perturbation du voisinage : maisons, ateliers, chemins parcourus par des véhicules automobiles en tous genres. Ceci n'est faisable qu'en gagnant les hauteurs, en plaçant l'antenne sur le toit ou sur un mât.
Un second moyen, moins évident, est d'éviter que la liaison entre l'antenne et le récepteur ne fonctionne elle-même comme capteur de perturbations. À ce sujet, il est utile de se rappeler que les parasites ont en général un spectre de fréquences très étendu, et comportent donc bon nombre de signaux indésirables à très courte longueur d'onde. Une ligne de descente d'antenne bifilaire perd dans ces conditions sa propriété d'insensibilité aux champs électromagnétiques qui la traversent puisque les deux conducteurs sont plongés au même instant dans deux champs électromagnétiques de même amplitude mais de phase différente. La descente d'une antenne placée en milieu fortement perturbé se fera donc de préférence en câble coaxial de bonne qualité, comportant une double feuille de masse, au lieu de ou en surplus de la tresse de masse traditionnelle.
Un troisième moyen est d'utiliser une antenne ayant un minimum de directivité. Du point de vue qui nous intéresse, nous dirons que le simple dipôle ou le dipôle replié possède deux directions dans lesquelles il ne reçoit rien : celles dirigées selon sa longueur. Ici encore, petit rappel utile : le dipôle reçoit uniformément **tous** les signaux y parvenant dans un **plan perpendiculaire** à sa longueur ; autrement dit, s'il reçoit bien "par devant" et "par derrière" –avec du gain, il reçoit tout autant "par dessus" et "par dessous" ! Ne placez pas ce type d'antenne au dessus d'un groupe électrogène à essence, ce serait ... fumeux.
Toujours en ce qui concerne la réception de fréquences inférieures à 30 MHz, d'autres types d'antennes sont envisageables, compte tenu de la nature même des parasites produits par l'équipement industriel ou domestique. Il se trouve que la plupart de ces parasites ne sont constitués en fait que d'un champ radioélectrique, alors que le champ produit à longue distance par un émetteur quelconque est de nature électromagnétique, c'est-à-dire formé d'un champ électrique variable associé à un champ magnétique variable qui y est perpendiculaire dans l'espace.
A proximité d'un sol que l'on peut considérer comme électriquement conducteur pour les hautes fréquences, le plan du champ électrique variable est vertical, tandis que le plan du champ magnétique variable associé est horizontal.
Cette situation est similaire à celle rencontrée à proximité d'un bout de fil utilisé comme antenne d'émission : le champ produit n'est tout d'abord que de nature purement radioélectrique, et ce n'est qu'après une distance équivalente à plusieurs longueurs d'onde qu'il s'établit un équilibre entre composante électrique et composante magnétique du champ émis.
Une antenne ferrite, par exemple, n'est sensible qu'à la seconde composante du champ rayonné par un émetteur : sa composante magnétique. Ce type d'antenne, qui équipe tous les postes de radio portables, les rend particulièrement insensibles aux parasites radioélectriques environnants. Vous aurez peut-être constaté qu'une telle antenne est par contre très sensible au champ magnétique puissant rayonné par les bobines de déflexion de votre téléviseur. Ce champ, très riche en harmoniques, se retrouve à toutes les fréquences multiples de 15625 Hz, fréquence standard de balayage horizontal des téléviseurs en Europe occidentale. Il faudra faire pivoter la radio si vous préférez suivre un match de football retransmis en télévision lorsqu'il est

accompagné du commentaire de votre radioreporter favori. Le diagramme de rayonnement en forme de "8" d'une antenne ferrite vous permettra d'éliminer un éventuel sifflement dû au signal de balayage de la télévision.
Une autre antenne, qui peut également donner de bons résultats à l'écoute des fréquences inférieures à 30 MHz, n'est rien d'autre que la bonne vieille antenne "cadre" des temps héroïques de la radio. Son comportement est identique à celui d'une antenne ferrite (ou est-ce l'inverse ?). Elle ne comporte bien sûr pas de noyau permettant de capturer le champ magnétique environnant et doit donc être de dimensions plus importantes pour intercepter la même quantité d'énergie. Avantage de l'inconvénient, une fois n'est pas coutume, on peut justement lui donner des dimensions beaucoup plus importantes sans être tributaire de ce noyau, et obtenir ainsi une antenne beaucoup plus sensible que sa version modernisée. Autre atout récupéré : l'absence de noyau ne lie pas les performances de l'antenne aux propriétés d'un matériau ferromagnétique quelconque ; la gamme de fréquences sur laquelle cette antenne peut travailler est donc plus facilement ajustable aux besoins de l'utilisateur.

Avantage commun aux deux types d'antennes, cette fois. Puisqu'elles sont exclusivement sensibles aux champs magnétiques, rien n'interdit, en cas d'environnement extrêmement perturbé, de les munir d'un blindage électrostatique en les plaçant dans un boîtier en matériau non magnétique. Il suffit de veiller à ce que ce blindage ne forme pas de spire en court-circuit, qui annulerait le champ magnétique incident ; on peut très bien imaginer un blindage en forme de peigne découpé dans une feuille de cuivre, puis enroulé sous forme de cylindre dans lequel prendrait place l'antenne ferrite, ou encore une sorte de chemise fabriquée selon le même principe et recouvrant une antenne cadre. Pour les cas désespérés, le même principe pourrait être appliqué aux fils de liaisons de l'antenne vers le récepteur ou le circuit imprimé, en enroulant un fil de cuivre isolé autour des deux conducteurs. Ces protections en cuivre (ou laiton, aluminium, ...) doivent ensuite être reliée depuis **un seul** point à une bonne prise de terre, de manière à former un faisceau convergeant de chemins d'écoulement des parasites interceptés vers cette prise de terre.

Revenons à l'antenne dipôle qui, correctement installée, permet également de se prémunir efficacement des parasites environnants. Ceci peut paraître paradoxal lorsque l'on sait que cette antenne est sensible au champ électrique émis par un émetteur lointain, et ceci étant d'autant plus vrai que ses dimensions sont réduites par rapport à la longueur d'onde du signal à recevoir. La contradiction n'est qu'apparente, et il faut distinguer deux cas.
Lorsque l'antenne est de dimensions normales, c'est-à-dire adaptées à la longueur d'onde à recevoir, son encombrement est tel qu'elle ne peut être placée qu'au sommet d'un mât. Or, par les théories de Maxwell sur la propagation des ondes électromagnétiques, nous savons qu'en "altitude", le champ magnétique d'une onde se propage verticalement tandis que le champ électrique associé se propage horizontalement, à l'inverse de ce qui se passe au niveau d'un sol conducteur. Les brins de l'antenne sont bien dans le plan du champ utile, et perpendiculaires au plan (vertical) du champ créé à proximité directe par les sources de parasites. Tout est donc pour le mieux dans le meilleur des mondes.

Lorsque l'antenne est raccourcie pour permettre son usage à l'intérieur d'une habitation, c'est la symétrie de sa construction qui jouera en sa faveur, et fera qu'elle ne délivrera qu'un signal égal à la différence de potentiel produite par ses deux moitiés rigoureusement identiques.
Pour éviter que le câble de liaison ne puisse fonctionner lui aussi en demi-dipôle, le préamplificateur, totalement symétrique, sera placé directement entre les deux brins, et l'apport du signal au récepteur se fera par câble coaxial de bonne qualité.
Telle est l'option finalement retenue pour le préamplificateur que nous allons à présent examiner en détail.

Le circuit

La **figure 1** représente le schéma d'un amplificateur symétrique à large bande. L'entrée du circuit accepte aussi bien d'être connectée aux deux brins d'un dipôle, replié ou non, entier ou raccourci, qu'aux fils de sortie d'une antenne cadre ou ferrite ; il n'est donc nullement question ici de longueurs de câble s'interposant entre l'antenne et le préamplificateur, configuration idéale pour détériorer le signal à amplifier et donc à éviter à tout prix.
L'entrée du circuit se fait sous haute impédance, ce qui lui permet d'accepter des antennes dipôles dont la longueur est beaucoup plus courte que celle de la longueur d'onde du signal à recevoir.
L'alimentation du montage est prévue par le biais du câble coaxial de liaison, ce qui ne posera donc aucun problème en cas d'utilisation de ce préamplificateur avec une antenne de grandes dimensions placée au sommet d'un mât. L'emploi de câble coaxial de bonne qualité permettra en outre de se protéger efficacement contre un milieu fortement parasité, comme par exemple la proximité de lignes fournissant l'énergie sous moyenne ou haute tension à une usine ou un atelier du voisinage.
L'impédance de sortie nominale du préamplificateur est de 50 Ω, mais la configuration des étages finaux T3 et T4 permet, si besoin était, d'utiliser sans problème un câble d'impédance différente.
Le signal d'antenne est appliqué directement aux grilles 1 des deux transistors MOSFET T1 et T2. Ces transistors reçoivent leur tension de polarisation continue à travers les bobines L1 et L2. La valeur de ces bobines n'est pas critique ; si vous n'en trouvez pas de celle indiquée dans la liste des composants, vous pourrez en utiliser deux autres de valeurs proches, à la seule condition qu'elles soient identiques afin de préserver la symétrie du circuit. En dernier recours, il sera toujours possible de remplacer ces deux selfs par deux résistances de 100 kΩ.
Les drains des deux transistors MOSFET sont découplés en HF par le condensateur C6 de 470 nF. Le signal d'antenne, disponible sous basse impé-

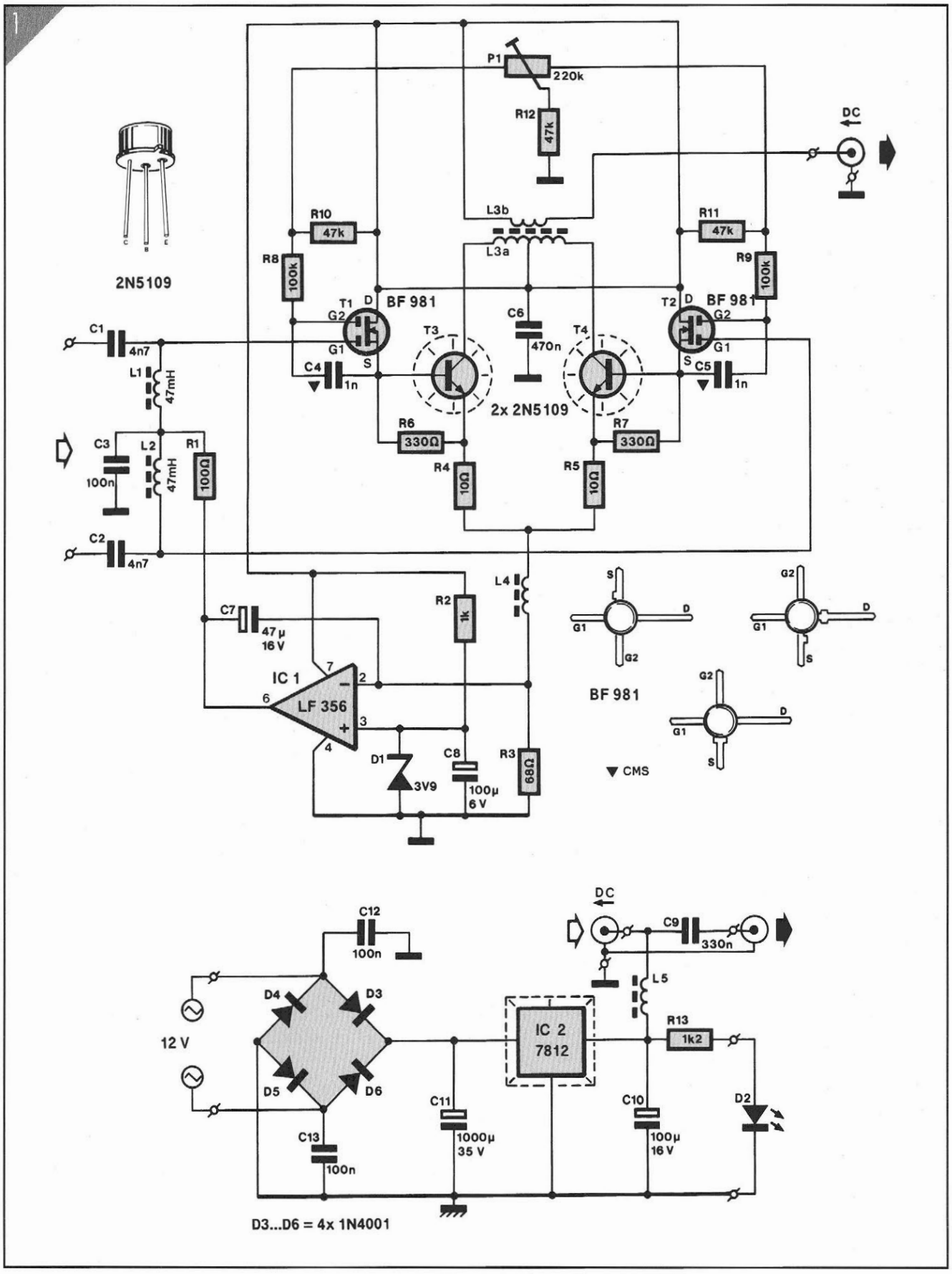
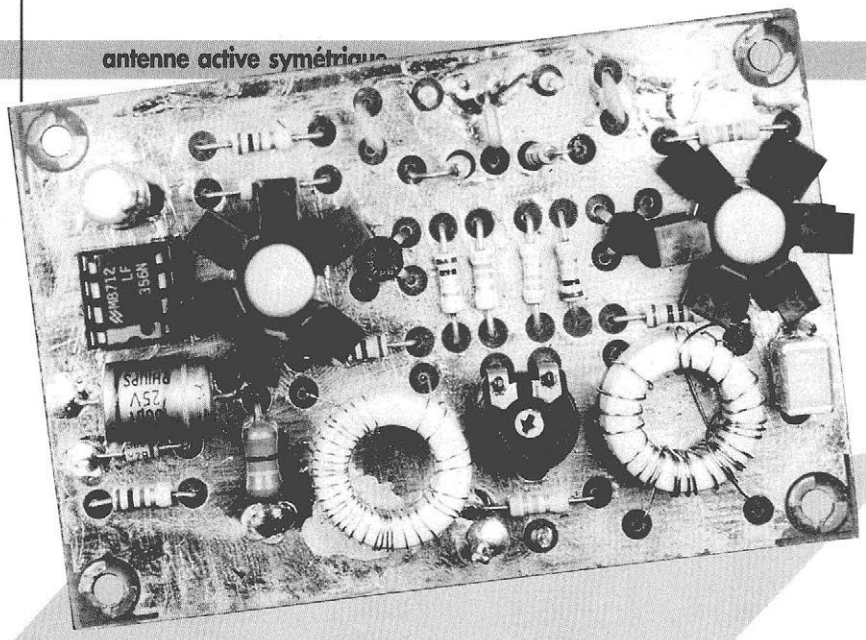


Figure 1 : Tout le schéma du préamplificateur d'antenne est basé sur la symétrie. L'entrée du circuit se fait à large bande et à haute impédance. Le circuit d'alimentation est conventionnel.



dance à la source de ces transistors, est appliqué presqu'intégralement aux jonctions base-émetteur des transistors T3 et T4 montés en amplificateur différentiel. Les courants HF des collecteurs, en opposition de phase, sont jumelés par le primaire du transformateur d'impédance que constitue le bobinage L3. La self L4 garantit une impédance élevée en HF dans la branche d'"émetteurs" de l'amplificateur différentiel, améliorant ainsi le taux de réjection en mode commun, et donc favorisant la réjection de signaux parasites captés en phase par les deux brins d'une antenne dipôle, raccourcie ou non.

Une petite remarque s'impose à propos des valeurs des bobines L1 et L2. L'auteur les a choisies de valeurs relativement élevées (47 à 100 mH) dans le but évident d'étendre les performances du préamplificateur vers les fréquences les plus basses à recevoir. Cependant, les capacités parasites réparties sur de telles selfs risquent de nuire à leur efficacité dans le domaine de fréquences situées vers le haut du spectre recevable, aux approches de 30 MHz. Il serait probablement judicieux de remplacer ces selfs par un assemblage formé de trois selfs de par exemple 33 mH, 10 mH et 4,7 mH montées en série et soudées en forme de ∏ directement aux emplacements prévus pour ces deux selfs L1 et L2.

Les deux résistances R4 et R5 de 10 Ω chacune permettent d'équilibrer les courants dans les deux branches de l'amplificateur, en compensant les différences de caractéristiques de chaque paire de transistors, principalement liées à leurs sensibilités respectives à la température. Le point de repos à température normale, c'est-à-dire boîtier ouvert sur la table du labo, sera réglé par action sur le potentiomètre ajustable P1. Il ne faut en effet pas oublier que la température à l'intérieur du boîtier utilisé en extérieur peut varier facilement de 60 à 70 °C, en fonction de la saison et de l'exposition au soleil. Ces résistances sont nécessaires pour garantir un fonctionnement impeccable "tous temps" du préamplificateur d'antenne.

De plus, le circuit intégré IC1 est chargé de maintenir le courant total du préamplificateur à une valeur constante. Il compare la tension DC présente aux bornes de la résistance de mesure R3 de 68 Ω à celle de la diode zener D1 de 3,9 V et pilote les grilles 1 des transistors MOSFET à travers la résistance R1 de 100 Ω et les deux selfs L1 et L2 ou leur montage équivalent, de manière à maintenir le courant global à 3,9 / 68 = 57,3 mA, les résistances R4 et R5 se chargeant de la meilleure répartition de ce courant entre les deux branches de l'amplificateur différentiel.

Le circuit IC1 et les résistances R4 et R5 permettent de maintenir les transistors T3 et T4 dans une zone de fonctionnement linéaire, condition sine qua non pour l'obtention d'une amplification entachée d'un minimum de distorsion. Si les signaux reçus sont suffisamment puissants pour provoquer l'apparition de distorsion par intermodulation, il sera nécessaire de diminuer le courant de repos par augmentation de la valeur de la résistance R3.

Les valeurs de L3 et L4 en tant que selfs ne sont pas critiques. En effet, le premier bobinage fonctionne comme transformateur d'impédance à large bande sur charge nominale de 50 Ω, tandis que le second remplit le rôle de self de choc dans la branche commune de l'amplificateur différentiel en même temps que celui de filtre passe-bas, associé à la résistance R3, vis à vis de l'entrée inverseuse du circuit intégré IC1.

La seule précaution mécanique à prendre concerne la bobine L3 ; il faut que le bobinage du secondaire de ce transformateur d'impédance soit disposé de manière la plus symétrique possible par rapport au centre du bobinage primaire si l'on veut garder toutes les performances du préamplificateur au approches de 30 MHz. Cela ne posera pas de difficulté majeure si l'on utilise des noyaux ferrite de grandes dimensions tels que ceux préconisés dans la liste des composants.

Un antenne ferrite ou une antenne cadre avec condensateur parallèle d'accord peut être raccordée à l'entrée de ce préamplificateur sans autre forme de procès. La bande passante du préamplificateur dépend alors des caractéristiques de ce circuit accordé ; la haute impédance d'entrée du montage permet de tirer le meilleur parti du facteur de qualité de l'antenne utilisée en améliorant nettement la sensibilité de réception.

À propos de ce facteur de qualité, n'oubliez pas qu'il sera dégradé si vous devez avoir recours à un blindage de type électrostatique semblable à ceux dont nous avons discuté dans un précédent paragraphe. Ce blindage introduit en effet une capacité répartie sur toute la bobine de l'antenne. Cette capacité répartie s'ajoute à la capacité d'accord et déplace la gamme de fréquences reçues vers le bas ; elle diminue le facteur de qualité de la self proprement dite, ce qui se traduit inévitablement par une diminution du niveau de réception.

D'un autre côté, il peut être intéressant de procéder à des essais de combinaison d'un dipôle vertical (composante électrique) avec une antenne cadre ou ferrite (composante magnétique), si l'on peut s'arranger pour que les signaux fournis par les deux antennes parviennent avec une amplitude égale à l'entrée du récepteur.

Dans de telles conditions, le diagramme de rayonnement de l'ensemble des antennes devient unidirectionnel, avec

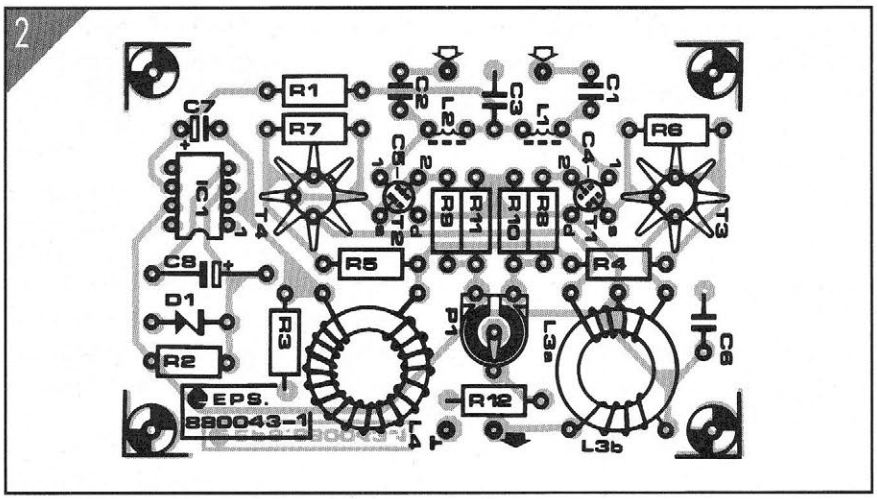


Figure 2 : Tout ce qu'il faut savoir du circuit imprimé du préamplificateur : le dessin des pistes et l'implantation des composants. Le circuit sera protégé par un boîtier métallique étanche en cas d'utilisation à l'extérieur.

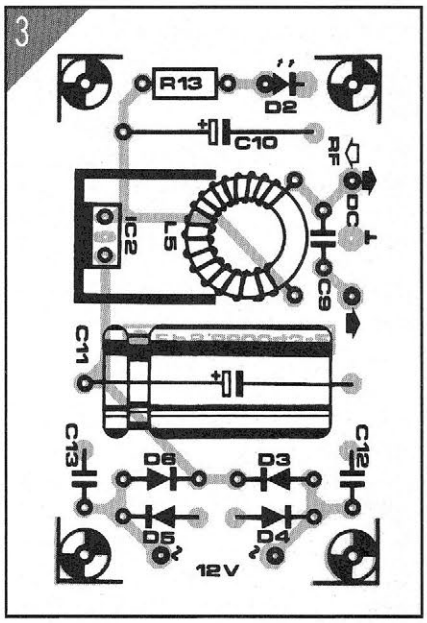
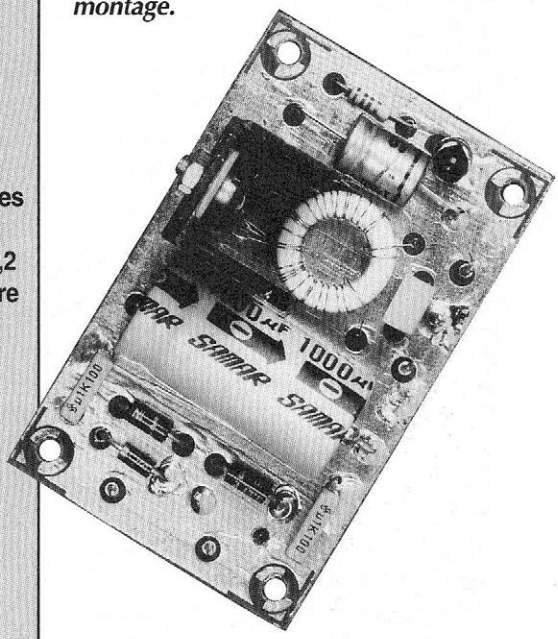


Figure 3 : Et tout ce qu'il faut savoir du circuit imprimé de l'alimentation. La LED sera montée sur la face avant d'un petit boîtier contenant ce montage.



LISTE DES COMPOSANTS de l'ANTENNE SYMÉTRIQUE ACTIVE À LARGE BANDE

• Résistances :

R1 = 100 Ω
R2 = 1 kΩ
R3 = 68 Ω / 0,25 W
R4, R5 = 10 Ω
R6, R7 = 330 Ω
R8, R9 = 100 kΩ
R10, R11, R12 = 47 kΩ
R13 = 1,2 kΩ
P1 = 220 kΩ rég.

• Condensateurs :

C1, C2 = 4,7 nF
C3 = 100 nF
C4, C5 = 1 nF CMS
C6 = 470 nF
C7 = 47 µF / 16 V
C8 = 100 µF / 6 V
C9 = 330 nF
C10 = 100 µF / 16 V
C11 = 1000 µF / 35 V
C12, C13 = 100 nF

• Inductances :

L1, L2 = 47 à 100 mH – voir texte
L3 = 2 x 10 spires / 4 spires sur noyau ferrite 02-3FT16 en fil de 0,2 à 0,3 mm de diamètre
L4 = 30 spires – idem L3

• Semiconducteurs :

T1, T2 = BF981
T3, T4 = 2N5109
D1 = 3,9 V / 400 mW
D2 = LED rouge
D3 à D6 = 1N4001
IC1 = LF356
IC2 = 7812

tout ce que cela apporte comme bénéfice de réception : gain accru dans la direction préférentielle et atténuation des signaux de provenance diamétralement opposée. Un tel assemblage nécessite bien entendu la construction du préamplificateur en deux exemplaires, les sorties étant simplement connectées en parallèle à l'entrée du récepteur. L'alimentation du circuit est conventionnelle. Elle consiste en un pont de redressement, un condensateur de lissage et un régulateur de tension. Deux points de connexion pour une LED sont prévus sur le circuit imprimé de l'alimentation, pour que vous n'oubliiez pas d'éteindre le préamplificateur lorsque vous cessez de l'utiliser.

La construction

Le dessin des pistes de cuivre et la sérigraphie de l'implantation des composants des deux circuits imprimés destinés à la réalisation de ce préamplificateur et de son alimentation sont représentés par les **figures 2 et 3**. La construction ne présente aucune difficulté majeure qui vaille la peine d'être mentionnée. Il suffit de s'en tenir à la procédure classique d'assemblage des composants : commencer par les résistances, poursuivre par les condensateurs et les selfs, et terminer par les semiconducteurs. Il en va de même de

la manipulation des transistors MOSFET à double porte : bien que ces transistors soient protégés intérieurement, il est prudent de conserver leurs électrodes court-circuitées par un morceau de feuille d'aluminium ou de mousse conductrice jusqu'au moment de leur soudage au moyen d'un fer de petite puissance dont la panne est reliée à une prise de terre à travers une résistance de protection de l'ordre de 1 MΩ.

Les condensateurs pour montage en surface (Composants CMS) C4 et C5 doivent être soudés directement sur les connexions des transistors T1 et T2.
Si vous destinez ce préamplificateur à une utilisation à l'extérieur d'une habitation, placez-le dans un boîtier métallique étanche. Veillez, lors du montage du circuit dans ce boîtier et de la connexion des brins du dipôle et du câble coaxial de sortie, à ne pas détériorer la configuration symétrique sous tous ses aspects que requiert cette réalisation.
La tension alternative nécessaire au montage sera fournie par un petit adapteur secteur du commerce ; si celui-ci est déjà muni d'un pont redresseur, le circuit de redressement figurant sur la platine imprimée pour l'alimentation pourra être supprimé à condition qu'il n'y ait aucun risque d'inversion accidentelle de la polarité ou remplacé par une simple diode en D6 et un pont de câblage en D4 si ce risque persiste.

Le réglage

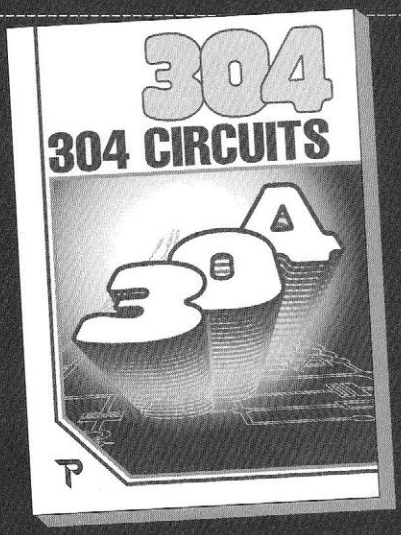
Le réglage du préamplificateur s'effectuant au sol, il n'y aura nul besoin de jouer les chimpanzés si vous avez l'intention de placer votre dipôle au sommet d'un mât.
Connectez deux bouts de fils aux entrées C1 et C2, enclenchez l'alimentation et recherchez une station relativement forte sur votre récepteur, de préférence dans la bande de fréquences que vous avez l'intention d'écouter le plus souvent. En gardant les deux brins en place, court-circuitez à présent les entrées C1 et C2 de manière à appliquer le même signal d'antenne aux deux entrées de l'amplificateur différentiel.
À cause de cette construction symétrique de l'amplificateur, les courants HF dans les deux moitiés du primaire du bobinage L3 doivent y parvenir avec la même amplitude mais en opposition de phase. Ils doivent donc s'annuler si les deux moities du préamplificateur sont parfaitement identiques.

Il sera nécessaire d'ajuster le potentiomètre P1 pour obtenir une lecture minimale au S-mètre de manière à compenser au maximum les légères différences entre les composants du montage et obtenir le meilleur équilibre des deux branches de l'amplificateur symétrique.

Il n'y a plus qu'à raccorder le préamplificateur à une antenne de votre choix et placer éventuellement l'antenne dipôle au sommet d'un mât si vous avez retenu cette possibilité.
Veillez bien à ce que le montage mécanique des différents éléments "étrangers" à l'antenne, c'est-à-dire le boîtier et le mât, forme un ensemble parfaitement symétrique.

La disposition mécanique aura cependant moins d'importance si vous préférez utiliser une antenne cadre ou ferrite munie d'un blindage électrostatique.

PUBLITRONIC
BP 59 – 59850 NIEPPE
Les meilleurs schémas sont dans ELEKTOR ; les meilleurs schémas d'Elektor sont dans le «304 circuits».
(publicité)



DANS LA COLLECTION «300 CIRCUITS» :
300 CIRCUITS*
301 CIRCUITS*
302 CIRCUITS*
303 CIRCUITS*
+ 304 CIRCUITS
=1510 SCHÉMAS

Enrichissez votre schémathèque avec «l'encyclopédie ELEKTOR»!

* CES VOLUMES SONT TOUJOURS DISPONIBLES

304 CIRCUITS
pour 169 F seulement (+ port)

Commandez aussi par correspondance avec le BON DE COMMANDE à la fin de la revue, ou par MINITEL : 3615 code ELEKTOR, mot-clé PU 1,01 F/mn
Nos ouvrages sont disponibles chez les revendeurs de composants électroniques et chez les libraires spécialisés

Antenne à nappe horizontale

pour les 80 mètres

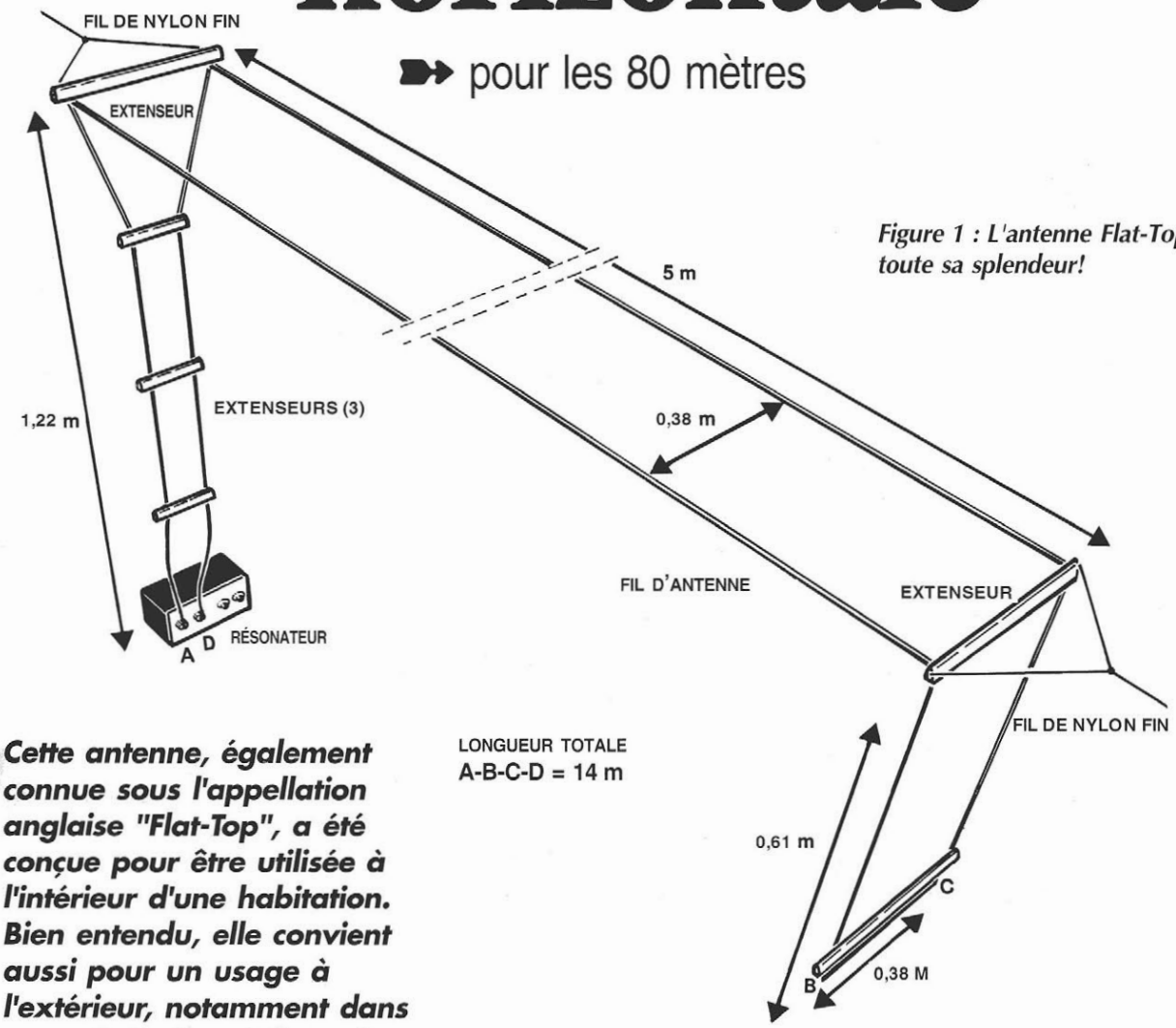


Figure 1 : L'antenne Flat-Top dans toute sa splendeur!

Cette antenne, également connue sous l'appellation anglaise "Flat-Top", a été conçue pour être utilisée à l'intérieur d'une habitation. Bien entendu, elle convient aussi pour un usage à l'extérieur, notamment dans un petit jardin où il serait impossible employer des antennes en onde entière, voire en demi-onde.

Les radioamateurs de vieille souche se rappelleront certainement l'antenne Flat-Top que l'on retrouvait un peu partout dans les années vingt et trente, à commencer par les bateaux de la marine marchande, les bâtiments de la marine de guerre et autres paquebots. Plus tard, elles équipèrent d'innombrables stations de radiotélégraphie qui assuraient les communications à fins civiles dans le monde entier.

Aux premiers temps de la communication sans fil, les antennes à nappe horizontale se composaient de deux ou plusieurs fils parallèles tendus à...l'horizontale. Pour maintenir les fils à distance l'un de l'autre, il était fait appel à des extenseurs placés à intervalles réguliers tout au long de l'antenne, le tout soutenu par deux ou plusieurs pylônes de hauteur respectable. Dans la plupart des cas, les antennes étaient alimentées par l'une de leurs extrémités, mais il existait également des configurations d'alimentation en T.

L'antenne Flat-Top que nous allons décrire ici est la digne descendante de ces vénérables ancêtres, mais elle est beaucoup plus petite et son comportement électronique est tout à fait différent. Les deux fils de l'antenne sont pliés à angle droit, pour former une boucle d'encombrement réduit. Ces fils sont maintenus à distance l'un de l'autre par des extenseurs en matière isolante. Ce que les radioamateurs appellent une "échelle à grenouilles" assure la liaison entre les extrémités de la boucle ainsi formée et un résonateur, comme représenté en **figure 1**. Celui-ci permet d'accorder l'antenne sur la fréquence désirée dans la bande des 80 m, c'est-à-dire aux environs de 3,65 MHz. Ce principe peut bien sûr être appliqué à d'autres fréquences, et nous espérons

que cela vous incitera à adapter cette réalisation à vos préférences.

Description du résonateur

Les deux extrémités de l'antenne Flat-Top arrivent parallèlement jusqu'au circuit d'accord, où deux bornes sont prévues pour leur connexion. La **figure 2** montre que l'antenne et le circuit d'accord forment une boucle de résonnance à laquelle l'émetteur ou le récepteur se relient par l'intermédiaire de la self à prise intermédiaire L. Tout en faisant partie intégrante de la boucle, cette self remplit la fonction d'adaptateur d'impédance, en se comportant comme un autotransformateur. Du point de vue de l'antenne, celui-ci relève les 50 Ω d'impédance de l'émetteur/récepteur, ce qui permet de garder un facteur de qualité raisonnable au circuit accordé que forme la boucle, et par là même de la rendre accordable sur la fréquence à recevoir. La partie capacitive de ce circuit est constituée des condensateurs C1 et C2 en parallèle. Le premier sert au réglage approximatif de l'antenne, le second permet d'obtenir un accord fin sur la fréquence choisie. Vous pouvez utiliser de simples condensateurs variables, sans grand espacement entre les lames, comme par exemple les modèles du type C809 de Jackson, ou tout autre équivalent. La borne dénommée SKT2 peut éventuellement être reliée à la terre. N'utilisez jamais la terre de l'installation électrique de votre habitation, ni la tuyauterie de votre chauffage central. Si vous ne disposez pas d'une terre HF de bonne qualité, il est toujours possible de vous relier au réseau (métallique!) de canalisations d'eau. Considérez aussi que l'antenne Flat-Top 80 m fonctionne tout aussi bien sans mise à la terre. Si vous installez votre nouvelle antenne au milieu du salon, il est recommandé, pour d'évidentes raisons de sécurité, de ne travailler qu'à faible puissance d'émission.
L'utilisation conjointe de l'antenne et d'un émetteur de 5 à 10 W permettra déjà d'obtenir de très bons résultats.

Construction

La **figure 1** parle d'elle-même. En effet, on y voit très bien la disposition des différents éléments constitutifs de l'antenne. La longueur totale de l'antenne est de 14 m, réalisée en fil électrique de 1,5 mm². Les extenseurs sont découpés dans des tubes d'installation en PVC. Il faut au total trois extenseurs de 40 cm et trois extenseurs de 17 cm. À environ 1 cm de chaque extrémité, percez un trou pour permettre le passage du fil. Reprenez deux éléments de 40 cm et percez-y deux trous supplémentaires

LISTE DES COMPOSANTS de l'ANTENNE À NAPPE

- **Condensateurs :**
  C1 = 500 pF, var.
  C2 = 100 pF, var.
- **Self :**
  L = 19 spires, diamètre de 25 mm, longueur de 48 mm, en fil de 1,5 mm².
- **Divers :**
  Boîtier en aluminium de 20 x 10 x 6,5 cm
  Boutons pour CV
  Bornes A et D : prises du type banane, de qualité HF Borne SKT1 : prise banane ordinaire
  Borne SKT2 : prise châssis pour coax 50 ohms
  Isolateur en céramique
  14 mètres de fil d'installation en 1,5 mm²
  2 mètres de tube PVC de 25 mm
  Câble nylon pour la suspension

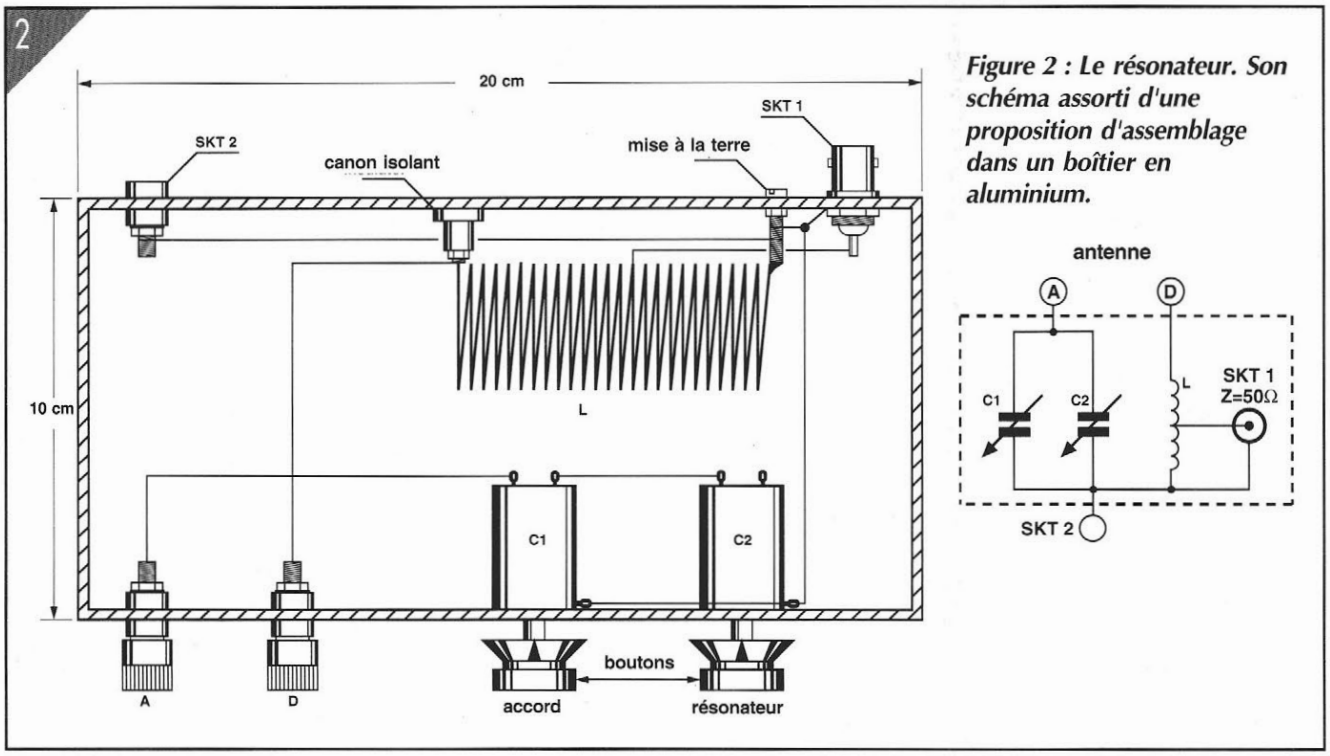


Figure 2 : Le résonateur. Son schéma assorti d'une proposition d'assemblage dans un boîtier en aluminium.

(éventuellement de plus gros diamètre), à environ 3 cm des extrémités, pour le passage des câbles de la suspension en nylon. Repliez le fil sur lui-même, et commencez par enfiler l'extenseur qui viendra en position BC. Placez ensuite les autres éléments en respectant les dimensions données en **figure 1**. Ne suspendez pas l'antenne trop haut, afin de pouvoir encore y connecter le résonateur !

Si vous ne disposez pas de suffisamment de place pour la partie horizontale, il est possible de déplacer l'extenseur de droite vers la gauche (sur le dessin) pour la raccourcir ; la partie verticale jusqu'en BC sera bien entendu plus longue, puisque nous conservons à l'antenne sa longueur totale de 14 m.

Le prototype du résonateur a été assemblé dans un boîtier en aluminium de 20 x 10 x 6,5 cm. Les dimensions n'ont pas grande importance : il suffit que tous les éléments, y compris la self L, puissent y prendre place. Cette self est constituée de 19 spires en fil de cuivre de 1,5 mm², bobinées sur un cylindre de bois ou un tube en plastique de 25 mm de diamètre, et réparties sur une longueur de 48 mm. La prise intermédiaire d'adaptation d'impédance a été placée sur le prototype à 10,75 spires comptées à partir du côté de la bobine qui est relié à la masse ; cette prise est reliée au point central de la borne SKT1. Le côté gauche de la bobine (**figure 2**) est maintenu à distance de la paroi par un petit isolateur en céramique, l'autre côté étant soudé à un petit morceau (30 mm) de fil de cuivre rigide de bonne section relié au boîtier. Les deux condensateurs variables C1 et C2 sont montés directement sur la face avant. La valeur théorique (!) de la capacité d'accord à 3,65 MHz est de 410 pF. Choisissez dès lors pour C1 et C2 des valeurs de respectivement 500 et 100 pF : lorsque les lames de C2 seront à moitié engagées (position normale d'un réglage "fin" : à 50 % de la valeur maximale, soit 50 pF), celles de C1 le seront à peu près aux trois-quarts (410 pF – 50 pF = 360 pF, soit 72 % de la valeur maximale). Cette combinaison nous laisse suffisamment de marge de manœuvre pour compenser la dispersion des caractéristiques de l'antenne en fonction de ses conditions d'utilisation et, faut-il l'ajouter, de la différence entre les beaux calculs théoriques et la réalité concrète. Les stators de ces deux condensateurs seront reliés à la borne A, tandis que les rotors seront mis à la masse par un bout de fil. De cette manière, il n'y aura pas de tension HF présente sur les axes. La borne D est quant à elle reliée à l'extrémité gauche de la self. Les bornes A et D, qui véhiculent toutes deux des tensions HF (ce sont les deux points "chauds" du circuit d'accord) seront choisies en matériau isolant de bonne qualité.

Essais et utilisation

Le résonateur peut à présent être relié à un émetteur et servira à couvrir toute la bande des 80 mètres. Il faut tout d'abord procéder à un étalonnage sommaire du condensateur C1 (500 pF). Placez C2 en position médiane. Collez provisoirement un bout de papier derrière le bouton de réglage de C1. Parcourez ensuite toute la bande des 80 m en notant à intervalles réguliers (par exemple 3,5 - 3,55 - 3,6 MHz, et ainsi de suite) les positions de C1 donnant le meilleur résultat en réception. En principe, il doit être possible de couvrir toute la bande en manœuvrant C2 et en laissant C1 au centre de la zone de réglage qui vient d'être définie, puisque la différence maximale de capacité d'accord prévue d'une extrémité à l'autre de la bande est de 70 pF. Dans le cas contraire, il suffira simplement de définir ce que nous appellerons une position haute et une position basse du réglage de C1, selon que nous nous trouverons dans le haut ou le bas de la bande 80 m.

La prise intermédiaire sur la self L a été soudée, à priori, à 10,75 spires du point froid de la bobine. Il est possible que vous deviez la déplacer légèrement (plus ou moins une spire) pour ajuster le résonateur aux paramètres propres à votre antenne. Comment trouver la position idéale ? Tout simplement en mesurant le taux d'ondes stationnaires (TOS ou SWR, acronyme de ***S**tanding **W**aves **R**atio*). Réglez votre émetteur dans votre zone de fréquence préférée, charge fictive de 50 ohms en place. Insérez un TOS-mètre dans la ligne vers le résonateur. Passez en émission, réglez C1 (500 pF) puis C2 (100 pF) pour obtenir le meilleur TOS possible. Déplacez légèrement la prise (environ un quart de spire) par rapport au point de contact initial, reprenez vos mesures de TOS et tirez les conclusions qui s'imposent! Vérifiez finalement que tout se passe aussi bien aux extrémités de la bande, sans plus modifier la position de la prise sur la self, mais en ajustant uniquement les réglages de C2 et éventuellement C1. Ce dernier pourra rester dans la position qui convient le mieux à vos habitudes d'émission. La bande passante de l'antenne est d'environ 60 kHz et peut être déplacée en modifiant la position de C2, puisque c'est le rôle qui lui a été dévolu.

L'antenne n'est pas omnidirectionnelle. Vous le constaterez en intervertissant les connexions de l'"échelle à grenouilles" aux bornes A et D du résonateur : le diagramme de rayonnement s'inversera aussi !

Il est très facile d'adapter la forme de l'antenne Flat-Top à l'espace dont vous disposez dans votre maison ou appartement. Les dimensions données en **figure 1** sont celles du prototype. La longueur de la partie horizontale peut être ramenée à 3,6 m, à condition que la partie verticale mesure au moins 1,8 m.

Si l'antenne Flat-Top est utilisée à l'extérieur, placez le brin horizontal de telle façon que le résonateur soit posé juste au bord de la fenêtre, pour rayonner un maximum d'énergie hors de votre habitation. La résistance mécanique de l'ensemble peut être améliorée en plaçant des extenseurs supplémentaires. La puissance peut être augmentée, mais il faudra dans ce cas utiliser des extenseurs ayant de meilleures qualités d'isolation que le PVC, et utiliser pour C1 et C2 des condensateurs variables aux lames plus espacées. Il est possible aussi que les fils de liaison vers C1 et C2 se mettent à chauffer. Prévoir alors une plus grosse section, en fil dénudé tenu à bonne distance du boîtier, et vérifier la qualité des soudures.

Antenne 144 MHz

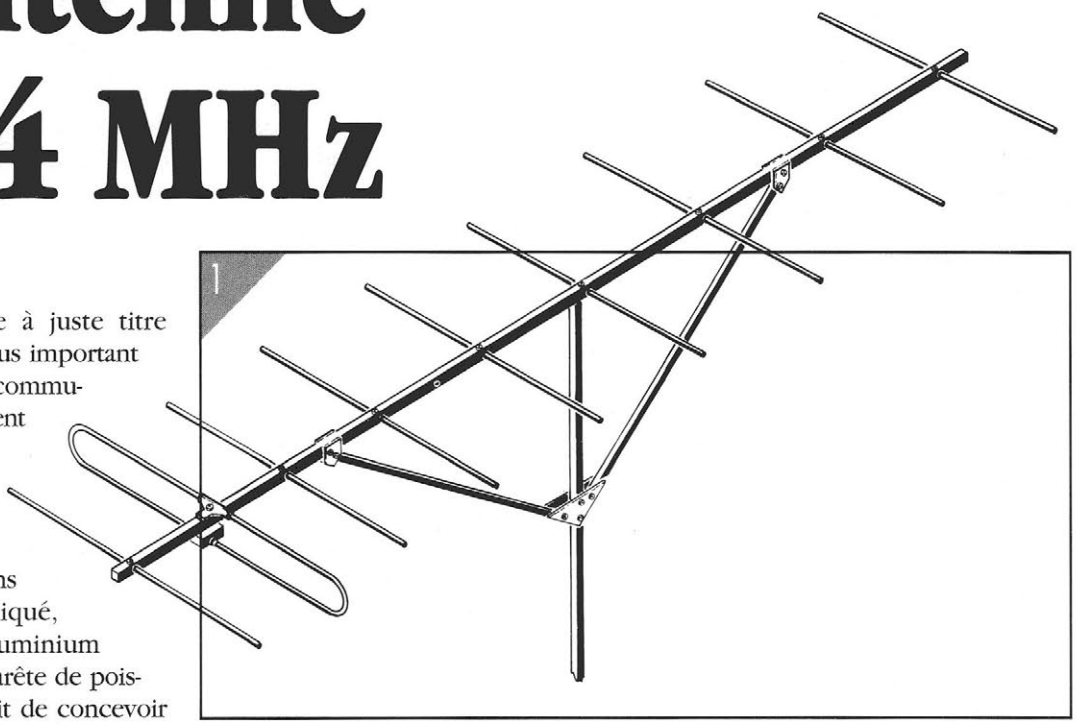


Figure 1 : Cette antenne directionnelle du type Yagi–Uda comporte un élément actif (le dipôle) et huit éléments passifs (un réflecteur et sept directeurs).

L'antenne, considérée à juste titre comme l'élément le plus important d'une station de radiocommunications, apparaît souvent comme quelque chose de simple : une longueur de fil tendue entre isolateurs ou, dans le cas le plus compliqué, quelques tubes d'aluminium assemblés en forme d'arête de poisson. Mais lorsqu'il s'agit de concevoir un nouveau modèle, cela devient un casse-tête ! On réalise en effet très rapidement qu'il existe une foule de paramètres dont il faut tenir compte, et qu'il ne s'agit pas d'en oublier un seul si l'on veut arriver à un résultat valable.
Le calcul d'antennes à plusieurs éléments est un travail de spécialiste !
N'allez pas croire que nous écrivions ces lignes par pure fanfaronnade. Nous avons utilisé la science d'autrui. Nous avons en effet confié la plus grosse partie du travail à un ordinateur, utilisant un programme rédigé par un autrichien sur base de travaux d'un spécialiste en antennes allemand, Mr Günther Hoch, connu parmi les radioamateurs sous l'indicatif DL6WU.

Après de longues recherches, celui-ci est parvenu à définir un certain nombre de critères de conception d'antennes à éléments multiples, critères à partir desquels il devient possible de calculer, sans trop de difficultés, une antenne ayant de bonnes caractéristiques de rayonnement.

Et surtout, n'oublions pas le plaisir et la fierté d'utiliser une antenne directionnelle fabriquée de ses propres mains, que diable !

Caract ristiques techniques :

- fréquence centrale : 145 MHz
- longueur d'onde : 2,068 m
- nombre d'éléments : 9
- longueur physique : 3865 mm

	Valeurs théoriques :	Valeurs mesurées :
amplification :	11,3 dB	9 dB
rapport avant/arrière :	env. 25 dB	20 dB
angle d'ouverture :	37°	40°

Un dipôle et huit parasites

Après ces quelques mots de présentation, examinons d'un peu plus près notre antenne à neuf éléments. Commençons par dire que l'antenne a été développée selon le principe de Yagi–Uda, du nom des deux chercheurs japonais inventeurs du procédé, qui définit l'antenne comme étant basée sur un seul élément actif (le dipôle) assorti d'un élément passif placé derrière lui (le réflecteur) et de plusieurs autres éléments passifs placés devant lui (dans ce cas, sept directeurs).

Les différents éléments sont assemblés sur un support pour former une sorte d'échelle, forme d'antenne archiconnue représentée par la **figure 1**. Les différences fondamentales par rapport à une échelle ordinaire sont que la distance entre les échelons n'est pas constante et que la largeur de ces échelons ne l'est pas non plus. Un mécanisme très complexe en définit les différentes dimensions, mécanisme où –vous vous en seriez douté– la longueur

d'onde prévue pour l'antenne joue un rôle fondamental.
Pour vous donner une idée du mode de travail de ce type d'antenne, nous allons supposer que vous utilisez cette antenne Yagi-Uda comme antenne d'émission. Le processus que nous allons vous décrire est exactement le même mais inversé en mode de réception, mais les explications sont plus faciles à digérer si l'on se place en position d'émission.
Allons-y.
Lors de l'utilisation en mode émission, de l'énergie est envoyée au dipôle par le câble coaxial. Cette énergie se transforme en un champ électromagnétique, qui, en raison de la caractéristique de rayonnement bidirectionnelle du dipôle, se propage vers le réflecteur et les directeurs. Tous les éléments passifs vont capter une partie de cette énergie, et vont se transformer en réémetteurs également bidirectionnels ! Pourquoi ? La partie du champ électromagnétique capté va donner naissance à un courant haute fréquence dans chacun des brins, courant qui ne peut s'écouler et donc s'annuler à travers aucune résistance de charge. Le dit courant **doit** alors se retransformer en champ électromagnétique en opposition de phase avec le champ incident pour "essayer" de ramener le niveau d'énergie du brin à sa valeur initiale, c'est-à-dire zéro. Ces champs secondaires ne sont pas tout à fait en opposition de phase avec celui du dipôle, et ce pour deux raisons.
Primo, il a fallu un certain temps (dixit Fernand Raynaud) pour que le champ émis par le dipôle atteigne l'un des éléments parasites, réflecteur ou directeur : il faut en effet un peu moins de 2 nanosecondes pour qu'un champ électromagnétique se déplaçant à une vitesse proche de celle de la lumière parcoure une distance de 50 centimètres, soit grosso modo un quart de la longueur d'onde du signal émis -retenez ce dernier point, c'est important.
Secundo, les règles de la construction d'une antenne Yagi-Uda imposent que le réflecteur soit légèrement plus grand que le dipôle, et que les directeurs soient de plus en plus petits par rapport à cette même dimension. Dans quel but ? Ceci a pour conséquence de provoquer un comportement légèrement inductif du réflecteur, et un comportement légèrement capacitif des directeurs.
Et comme vous le savez très probablement, ces composants sont caractérisés par une rotation de la phase du courant les traversant par rapport à la tension existant à leurs bornes, de respectivement et maximum - 90 et + 90 degrés dans le cas de composants idéaux.

Essayons de mettre un brin d'ordre dans tout cet embrouillamini.
Examinons d'un peu plus près ce qui va se passer dans le cas du réflecteur,
Le champ arrivant après "un certain temps" au réflecteur (légèrement inductif) va être réémis avec un retard d'un peu plus d'une demi-période. Dans la direction de l'arrière de l'antenne, le champ résultant sera **quasiment r duit z ro**. Mais ce champ réémis part aussi dans l'autre direction, et après le même "certain temps", arrive au droit du dipôle. Mais après combien de temps, finalement ? Simple, il suffit de faire le total des "morceaux" : un "certain temps" (aller) + une demi-période (inversion de phase) + un retard (réflecteur inductif) + un "certain temps" (retour).

Car voici le but final de l'opération : il faut que la longueur du réflecteur soit calculée pour provoquer un retard tel que cette onde réfléchie **renforce au maximum** l'alternance **suivante** émise par le dipôle.

Petit calcul de démonstration :
vitesse de la lumière dans le vide ou dans l'air : 299.792,458 km/s
fréquence : 145 MHz
donc
période = 1 / (145 x 10^6) = 6,8966 nsec,
et demi-période = 3,4483 nsec.
distance dipôle - réflecteur : 49,62 cm
donc
"certain temps" = 49,62 / 29.979.245.800 = 1,6551 nsec,
et donc aller + retour = 3,3102 nsec.
La demi-période et le trajet aller-retour durent ensemble 6,7585 nsec ; l'avance du signal réfléchi sur l'alternance suivante sera alors de 6,8966 - 6,7585 = 0,1381 nsec.
La "portion d'inductivité" du réflecteur retardera la réémission de cette quantité de temps de manière à ramener le champ réfléchi en phase avec l'alternance suivante du signal d'émission.

Le raisonnement est similaire en ce qui concerne les éléments directeurs. Dans ce cas, c'est bien évidemment l'onde qui continue sur sa lancée, l'onde réémise dans le même sens que l'onde incidente qui a toute son importance.

Un calcul simplifié tel que celui présenté pour le réflecteur (dont la position n'a pas été choisie au hasard !) ne peut plus s'appliquer ici ; ce ne serait possible que dans le cas d'une antenne à trois éléments. Tous les paramètres des éléments (longueur et espacement) interfèrent entre eux, ce sont les solutions d'équations trigonométriques que la complexité fait largement sortir du cadre de cet article.

On comprendra intuitivement qu'il faille maintenant donner un coup de pouce plutôt qu'un coup de frein à l'onde secondaire pour lui permettre d'"arriver à temps" pour l'onde incidente suivante, et c'est pourquoi le résultat du calcul des directeurs leur donnera un comportement légèrement capacitif : il faut réémettre plus tôt pour conserver la concordance de phase, dans le sens de l'émission bien entendu.

On devinera également que l'antenne doive son excellent diagramme de rayonnement (et la complexité de son calcul !) à l'effet "boule neige" que subissent les éléments directeurs. Par exemple, l'élément situé à la pointe de l'antenne reçoit non seulement l'onde émise par le dipôle, mais également les ondes secondaires émises par tous les éléments parasites qui se trouvent derrière lui : le réflecteur et les autres directeurs.

Pour les autres directeurs, la situation est encore pire : ils reçoivent le champ émis par le dipôle, les ondes secondaires provenant des brins situés entre eux et le dipôle, et les ondes secondaires résiduelles émises vers l'arrière par les brins situés entre eux et la pointe de l'antenne !

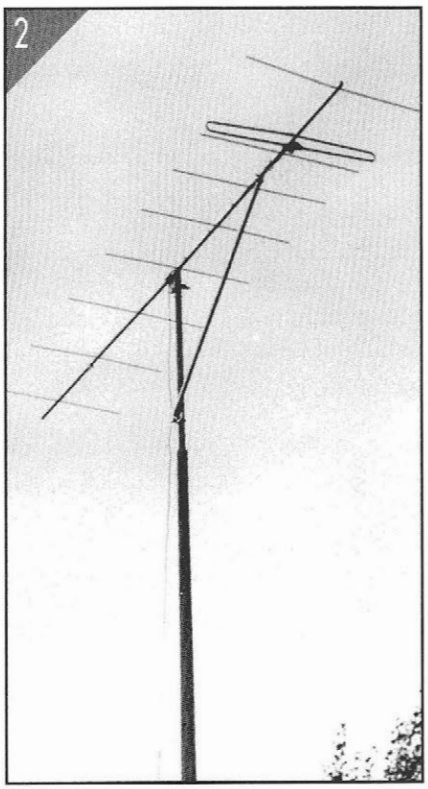


Figure 2 : Cette antenne conçue par ordinateur a été soumise aux tests lors de la Réunion pour la Recherche en Radio Expérimentale à Meppel. Il s'y est avéré que la réalité était étonnamment proche de la fiction!

On comprend maintenant que ce soient des japonais qui aient inventé ce type d'antenne...
Qu'ils soient félicités pour le fruit de leurs recherches, et concluons ce survol stratosphérique de la théorie de l'antenne Yagi en disant simplement que tous les éléments parasites participent à la concentration de l'énergie émise dans une seule direction, en un faisceau que l'on désire le plus étroit possible.

Gain ou amplification ?

Il ne peut être question d'amplification à proprement parler, puisqu'une antenne n'est jamais qu'un assemblage d'éléments inertes incapables d'augmenter la quantité d'énergie reçue ou émise. Mais le confinement de cette énergie en un volume qui pourrait ressembler à une batte de base-ball plutôt qu'au tore produit par un simple dipôle nous permet quand même de dire que l'antenne Yagi amplifie **par rapport** au dipôle, le gain obtenu par notre réalisation atteignant + 9 dB, tandis que l'atténuation des signaux reçus par l'arrière de l'antenne peut se chiffrer à - -11 dB.

La théorie et la pratique

Comme nous vous l'avons déjà dit, tout le travail de calcul de l'antenne Yagi à neuf éléments a été exécuté par ordinateur. Cela n'a pas été sans mal, et l'expérience nous a appris à nous méfier des résultats fournis lorsque le temps d'exécution des programmes semble relativement long. Nous avons donc cherché à vérifier de manière approfondie si l'application pratique des données obtenues grâce au logiciel permettait de construire une antenne dont les performances suivent les prévisions du modèle théorique.
Nous avons ainsi construit trois antennes différentes en respectant les chiffres fournis par notre Pythagore informatique. Comme nous ne disposions pas du matériel nécessaire pour effectuer toutes les mesures que nous jugions utiles, nous sommes partis avec armes et bagages à la Réunion pour la Recherche en Radio Expérimentale qui se tient annuellement en Hollande aux environs de Meppel. Tout un chacun peut y amener ses réalisations personnelles et profiter ainsi de l'expérience de radioamateurs compétents assistés d'un matériel de mesure performant, ce que nous n'avons pas manqué de faire !

Les différentes mesures effectuées nous ont permis de constater, à notre grande satisfaction, que la réalité semblait suivre les prévisions théoriques de très près. L'une des antennes présentait un gain légèrement supérieur à ce qui avait été prévu par l'ordinateur, tandis que les deux autres donnaient un résultat légèrement inférieur aux estimations. Mais nous devons reconnaître, en toute honnêteté, que ces deux antennes avaient été réalisées avec moins de précision, ce qui justifie peut-être le moins bon résultat obtenu.

Si vous jetez un coup d'œil à la **figure 2a**, par exemple, vous constaterez que le dipôle n'était pas fixé bien parallèlement aux autres brins.
C'était une leçon à tirer de notre escapade en Hollande : les antennes doivent être construites avec le maximum de minutie, et il faut respecter les données fournies par l'ordinateur mieux qu'au millimètre près. Ceci étant dit, nous pouvons affirmer que les trois antennes n'avaient absolument rien à envier à des modèles équivalents du commerce.

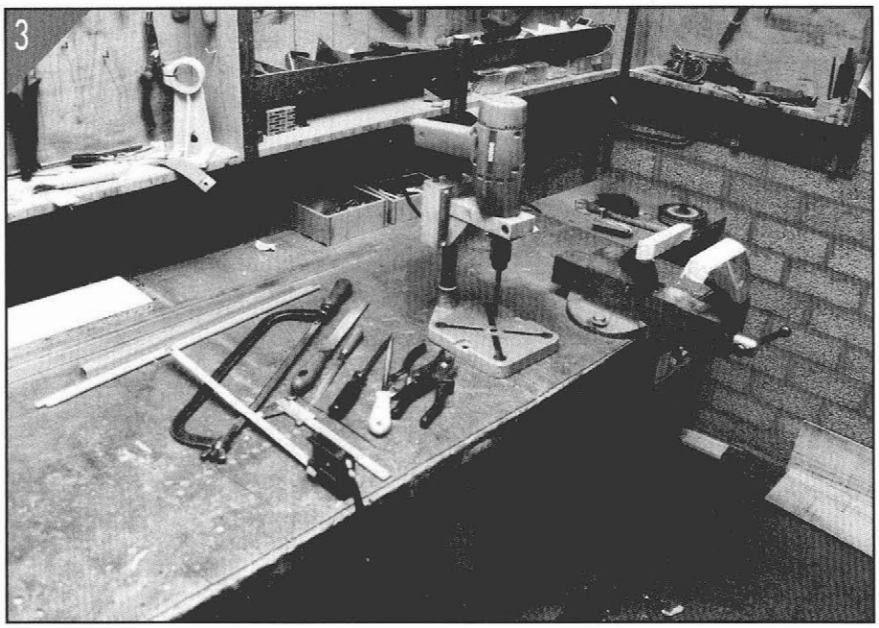
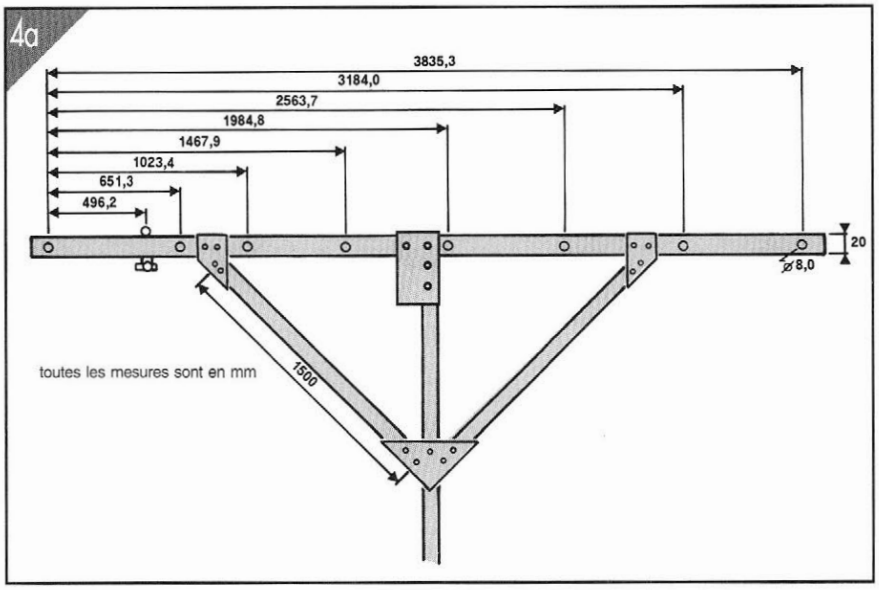


Figure 3 : La construction d'une antenne est un travail de précision, où le résultat final est à l'image des outils utilisés.



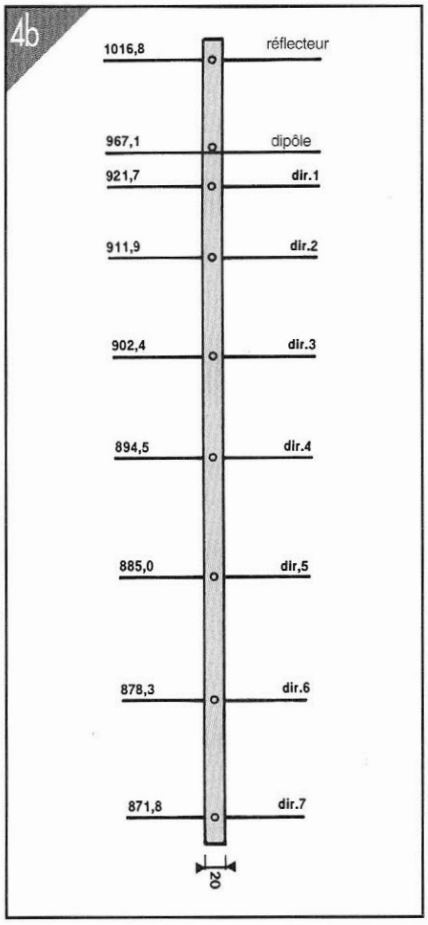


Figure 4 : Toutes les dimensions de cette figure, exprimées en mm, sont données de centre à centre. Le mât doit donc être légèrement plus grand que la plus haute cote.

Elles sont meilleur marché et apportent, en plus, le plaisir de les construire soi-même

L'heure de la boîte à outils

Le travail mécanique apparaît souvent aux électroniciens de tout poil comme une tâche difficile et ingrate. Ils se sentent plus à l'aise avec un fer à souder qu'avec une scie à métaux ! Etant donné qu'il n'y a quasiment pas de travail d'"électronique" sur notre antenne directionnelle, il faudra franchir le pas et vous constaterez avec plaisir que ce n'est pas si difficile que cela. Une seule condition à remplir : disposer de l'outillage adéquat, et tout ira bien.

Approchons-nous de l'établi (**figure 3**) et voyons tout ce dont vous avez besoin. En premier lieu, bien sûr, tout le matériel décrit dans la liste des pièces détachées. Ensuite, d'une bonne scie à métaux, un jeu de limes, quelques tournevis, un mètre-ruban métallique précis et -idéalement- d'un longueur de quatre mètres, une pointe à tracer et un poinçon pour le marquage des trous, un étau, des forets pour métaux et finalement une foreuse électrique montée sur pied. Ce dernier point est important. En effet, il ne suffit pas que les trous soient forés au bon emplacement, il faut aussi que les éléments soient montés parfaitement perpendiculaires au mât et parallèles entre eux. N'essayez même pas de forer à main libre, ce genre de tentative est voué d'avance à l'échec. Puisque vous avez tout le matériel et l'outillage sous la main, nous pouvons nous mettre au travail. Commencez par le traçage de la position des trous sur le profilé en duralumin de 20 x 20 mm de section et 4 m de long. La **figure 4a** reprend toutes les dimensions et indique en même temps la manière de procéder ; et vous pouvez à présent comprendre pourquoi il est nécessaire de disposer d'un mètre-ruban de 4 m de long. Si vous utilisez un mètre-ruban plus court, vous devrez le déplacer et le traçage sera moins précis -sans parler du risque d'erreur en reportant les mesures. N'utilisez pas le début du ruban comme point de repère. La petite équerre du début, même si elle tient (toujours) bien, ne garantit pas l'exactitude du premier centimètre. Il est préférable de ne s'en servir que comme point d'accrochage au début du mât, de tracer l'emplacement du réflecteur à la cote "10" et d'ajouter ensuite 100 (mm) à toutes les dimensions de la **figure 4a**.

Tous les éléments parasites seront fixés à travers le mât ; le dipôle, quant à lui, le sera par dessus, au moyen d'une patte de fixation (**figure 5**). Il faudra attendre que vous ayez construit le dipôle et cette patte avant de forer le trou sur le dessus du mât, pour amener le dipôle à écartement correct du réflecteur.

Poinçonnez, forez à 3 puis à 8 mm les trous destinés aux éléments parasites. Préparez ensuite les différentes pièces des trois bras de soutènement réalisés à partir des trois morceaux de duralumin de 1,5 m et de huit plaques d'aluminium, comme cela vous est proposé en **figure 4a**. Vérifiez l'assemblage mais ne montez rien pour l'instant de manière définitive, cela ne ferait que vous gêner lors de la fixation des éléments de l'antenne.

Le mât étant provisoirement prêt, vous pouvez vous attaquer à la réalisation du réflecteur et des directeurs. Ceux-ci sont fabriqués à partir de tubes d'aluminium de 8 mm de section. Les différentes longueurs en sont reproduites par la figure 4b. Veillez à respecter le mieux possible ces dimensions, et à ce que la coupe soit bien à angle droit. Voici comment procéder pour arriver à un résultat impeccable. Coupez chaque brin avec une réserve de 5 mm. Ébarbez grossièrement une extrémité à la queue de rat. Sans l'écraser, serrez cette extrémité dans l'étau à ras du bord vertical du mors, le brin étant maintenu parfaitement horizontal,. Continuez à la lime

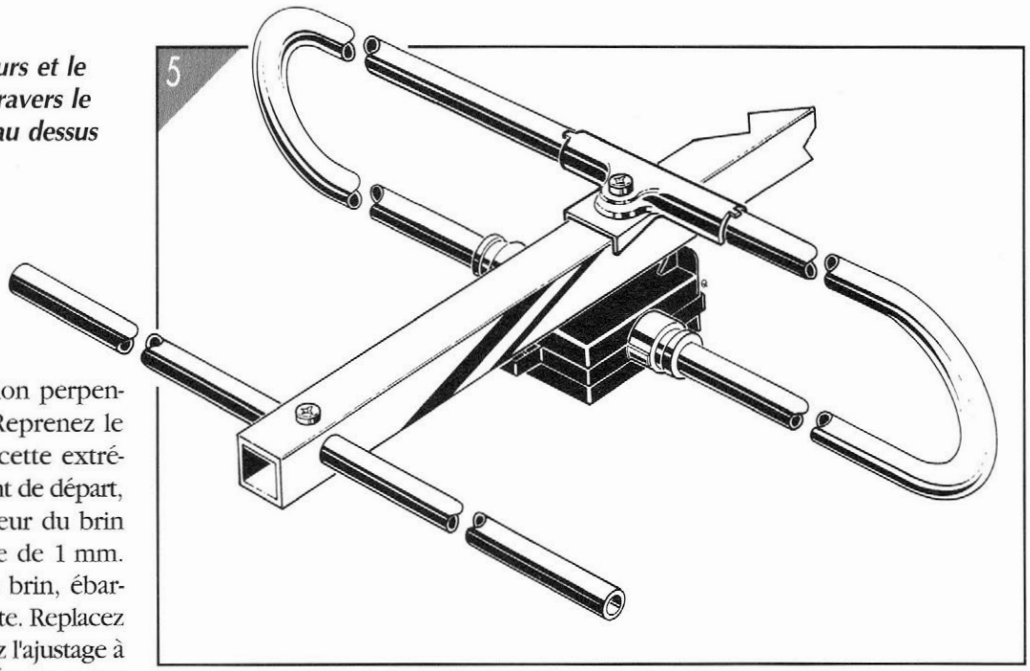


Figure 5 : Tous les directeurs et le réflecteur sont montés à travers le mât. Seul le dipôle passe au dessus et par dessous.

plate pour amener la section perpendiculaire à l'axe du brin. Reprenez le brin ; en vous servant de cette extrémité bien nette comme point de départ, tracez à nouveau la longueur du brin avec cette fois une réserve de 1 mm. Sciez à l'étau. Reprenez le brin, ébarbez, tracez la longueur exacte. Replacez le brin à l'étau et parachevez l'ajustage à longueur à la lime plate. Éliminez les derniers copeaux à l'intérieur du tube au moyen d'une queue de rat. Pour rappel, n'utilisez jamais les dix premiers centimètres du mètre-ruban pour effectuer vos mesures, afin d'éviter les erreurs introduites par la petite équerre d'arrêt en début de ruban.

Lorsque les éléments sont prêts, ils faut les assembler au mât en les introduisant dans leurs trous respectifs. Si le serrage est trop important, élargissez **prudemment** les orifices à la queue de rat, afin que les éléments tiennent toujours en place d'eux-mêmes : cela évitera de la sorte que du jeu n'apparaisse au cours du temps.

Faites glisser les brins de manière à ce que le mât soit exactement en leur milieu. Par le dessus, forez un trou d'environ 2 mm à travers le mât et la partie supérieur du brin. Agrandissez le trou du mât à 3 mm. Placez et serrez à fond une vis autotaraudeuse de 10 x 3 mm, de manière à bloquer "à mort" le brin contre la partie supérieure des trous.

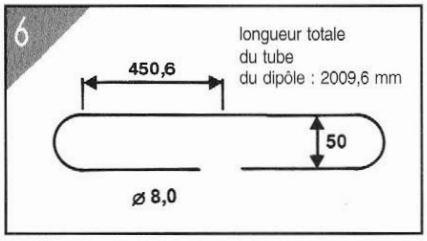


Figure 6 : L'élément rayonnant est un dipôle replié. Cette figure en schématise l'aspect final.

Arrivé à ce stade de la fabrication, il ne reste plus que le dipôle à construire. Il s'agit d'un dipôle replié, et les courbes ne sont pas faciles à réaliser. Il est difficile de donner une courbure régulière à quelque chose de creux sans que les parois ne s'aplatissent ou se déchirent. Qu'à cela ne tienne ! Avec un peu d'ingéniosité, il y aura toujours moyen de surmonter cette difficulté. Nous allons vous guider pas à pas dans l'exécution de cette tâche, et vous serez surpris du résultat obtenu si vous respectez bien toutes les étapes de la procédure.

Commencez par ajuster la longueur du tube qui servira à la fabrication du dipôle en vous référant aux données de la **figure** 6. Fermez une extrémité du tube au moyen de n'importe quel bouchon, mais que vous puissiez enlever par la suite ! Remplissez le tube de sable fin et sec (du sable blanc pour aquariums, par exemple), que vous tasserez au maximum au moyen d'un long fil de fer, dont l'extrémité aura été munie d'une petite surface d'appui qui lui permette néanmoins de pénétrer dans le tube (souder le petit dé à coudre de Madame, par exemple...).

De part et d'autre du centre du tube, tracez deux repères à 450,6 mm et commencez à plier le tube en l'enroulant progressivement sur un mandrin de 50 mm de diamètre extérieur. Si vous travaillez en douceur, vous obtiendrez un beau dipôle replié, dont les dimensions seront exactement celles de la **figure** 6.

Cette méthode de pliage demande quand même un peu d'expérience. Nous ne pouvons que vous conseiller de faire quelques essais sur des déchets de section similaire avant de vous attaquer au "vrai" dipôle. Si vous comptez un plombier parmi vos amis, il se ferait peut-être un plaisir de vous prêter son appareil à couder, à condition qu'il dispose de gorges prévues pour le diamètre de 8 mm : cela vous éviterait peut-être aussi bien des soucis !

Lorsque le tube sera parfaitement plié, il faudra bien sûr en enlever le sable puis mater les deux extrémités. Cela permettra d'y forer facilement deux trous pour les vis de 3 mm qui serviront au raccordement –ultérieur– du câble coaxial : jetez un coup d'œil à la **figure** 7.

Il faut maintenant fixer le dipôle sur le mât. La partie supérieure est fixée au moyen d'une plaque en aluminium que vous aurez recourbée en vous inspirant du dessin de la **figure 5**, tandis que les extrémités de la partie inférieure pénétreront dans une boîte en plastique destinée à protéger les connexions de l'humidité. Veillez à ce que le plan du dipôle se trouve bien à 496,2 mm de l'axe du réflecteur.

Il n'y a plus qu'à fixer les bras de soutènement, placer deux étriers de fixation universels et prévoir un point d'ancrage pour la descente du câble coaxial. Le travail mécanique est terminé.

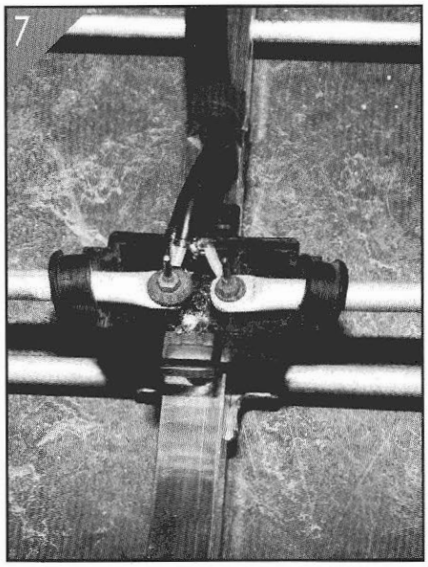


Figure 7 : Les extrémités du dipôle sont matées, pour pouvoir y placer les deux vis qui accueilleront les œilletons soudés aux câbles coaxiaux.

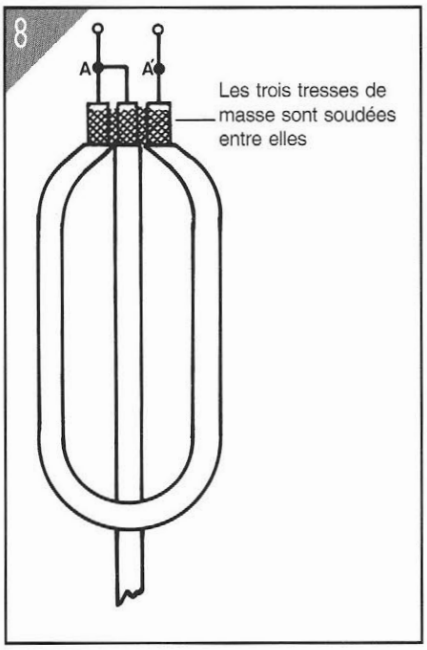


Figure 8 : Un circuit balun est nécessaire pour pouvoir connecter un câble coaxial 50 Ω asymétrique à l'impédance d'antenne de 300 Ω symétrique. La boucle est exécutée en un morceau de 68 cm de câble du type RG58, mesurés entre A et A'.

Retour au fer à souder

L'antenne est prête, mais pas encore à l'utilisation ! Le signal reçu doit être acheminée vers l'émetteur/récepteur de manière correcte. Si la distance entre l'appareil et l'antenne excède 5 m, il est vivement recommandé de faire appel à du câble coaxial de bonne qualité pour en effectuer le raccordement. Vous pouvez utiliser par exemple du RG8U, du RG213 ou du H100. Son diélectrique est l'air, aussi son utilisation requiert-elle quelques précautions spéciales. Demandez conseil à votre revendeur si vous optez pour ce type de câble.

Etant donné que les câbles coaxiaux précités ont une impédance caractéristique de 50 Ω asymétrique et que l'impédance de l'antenne avoisine les 300 Ω symétriques, il n'est évidemment pas possible d'établir une liaison directe. Nous devons avoir recours à un circuit spécial, appelé circuit *balun* (contraction de l'expression anglaise ***bal**anced **to** **un**balanced*, qui signifie littéralement équilibré vers déséquilibré), qui permettra tout à la fois de réaliser l'adaptation du type et de la grandeur de l'impédance. Un tel dispositif existe dans le commerce, le plus souvent réalisé à partir de tores de ferrite. Nous déconseillons cependant leur emploi, parce que notre modèle "fabrication-maison" présente moins de pertes d'insertion.

La fabrication d'un tel circuit *balun* est à la portée de tout un chacun, un bref regard à la **figure 8** vous en convaincra immédiatement. La boucle est formée d'un morceau de câble coaxial mince, du type RG58 par exemple, que vous dénudez de manière à ce que la distance entre les points A et A' soit de 68 cm. Toutes les tresses de masse sont réunies en seul point qui **n'est pas** connecté. L'âme du câble coaxial de descente sera reliée au point A, ce même point étant lui-même relié à une des extrémités du dipôle ; et l'autre extrémité de la boucle du *balun*, le point A', sera raccordé à l'extrémité du dipôle demeurée libre. Tous ces raccordement se font par les vis de 3 mm, à l'aide de rondelles soudées sur les âmes des trois coax.

Aidez-vous de bande adhésive robuste et résistante à l'eau pour coller le *balun* et le début de la descente le long de l'antenne jusqu'au mât vertical, comme représenté en **figure 9**.

Il n'y a plus qu'à dresser l'antenne pour l'essayer.

- Les renforts dessinés en **figure 4a** ne sont pas strictement nécessaires, ils servent simplement à donner une robustesse accrue à notre antenne à neufs éléments, qui sont autant de prises au vent. Vous pouvez toujours utiliser un profilé dont les parois ont une épaisseur plus élevée que la valeur standard. Les extrémités du mât horizontal peut aussi être suspendues à deux câbles nylon ancrés à environ 1 m au dessus et au milieu de celui-ci.
- Vous pouvez utiliser n'importe quel genre de boîte en plastique pour le boîtier de raccordement. Une vielle boîte de raccordement de descente d'antenne TV ou FM peut parfaitement faire l'affaire, à condition de l'écarter du mât au moyen d'entretoises.
- Il est également possible de donner d'autres dimensions au dipôle, auquel cas la distance entre les brins peut être ramenée à 30 mm. Modifiez les mesures de la **figure 6** comme suit : 50 devient 30, 450,6 devient 460,6 et 2009,6 devient 1986,8. Attention cependant, la courbure est plus difficile à réaliser !
- Vous pouvez utiliser une barre d'aluminium en 6 x 6 mm à la place de tube pour le dipôle, celle-ci se pliera plus facilement. Dans ce cas, prenez une longueur totale de 2014,5 mm et commencer à plier, sur un mandrin de 50 mm, à 454,9 mm à partir du centre.
- Pour celui qui ne parvient vraiment pas à réaliser le dipôle, il reste la solution de raccourcir un dipôle prévu pour la FM, en enlevant la même longueur de tube de part et d'autre du centre. Il faut ensuite réunir les différents morceaux de l'ex-antenne FM au moyen de quatre manchons en aluminium de diamètre approprié (intérieur du manchon = extérieur des brins), solidement vissés aux dits brins.

  Le meilleur compromis, lorsque les brins de l'antenne sont en tube de 8 mm, est de raccourcir ce dipôle de manière telle que sa largeur maximale (extérieur de courbure à extérieur de courbure) corresponde au chiffre de la **figure 4b**, soit 967,1 mm. Si l'antenne FM que vous sacrifiez est

en tube de 10 mm, il faut ramener cette longueur à 960,4 mm.

- Les éléments parasites peuvent aussi être récupérés sur de vieilles antennes FM. Il faut adapter les dimensions de la **figure 4b**, parce que les brins sont montés avec isolation par rapport au mât sur de telle antennes. Si les tubes ont un diamètre de 8 mm, il faut retrancher 5,2 mm aux dimensions données par cette figure ; si les tubes ont un diamètre de 10 mm, il faudra utiliser les chiffres repris dans le **tableau 1**.
- Vous devez protéger tous les éléments de l'antenne contre la corrosion en les pulvérisant au moyen de laque en aérosol ou en utilisant un vernis à étendre traditionnellement au pinceau. Utilisez des bouchons en plastique pour obstruer les extrémités des brins. Cela empêchera l' antenne de siffler sous le vent, réduira la prise à ce même vent et empêchera la pluie de pénétrer l'intérieur des tubes.
- Faut-il le mentionner ? Une antenne directionnelle doit être orientable pour permettre la réception tous azimuts. Vous aurez besoin d'un rotor d'une puissance et d'une robustesse suffisante pour diriger un tel engin et, bien sûr, du matériel adéquat pour le commander.
- Orientez vos recherches vers les grandes surfaces pour acheter tout le matériel nécessaire. Cela vous reviendra certainement beaucoup moins cher que de vous adresser au quincaillier du coin, aussi sympathique soit-il!

Tableau 1
longueur des éléments en cas d'utilisation de tubes de 10 mm de Ø montés isolés par rapport au mât :

réflecteur	:	1007,9 mm
dipôle	:	955,2 mm
directeur 1	:	907,2 mm
directeur 2	:	896,9 mm
directeur 3	:	887,0 mm
directeur 4	:	877,7 mm
directeur 5	:	868,4 mm
directeur 6	:	861,1 mm
directeur 7	:	854,3 mm

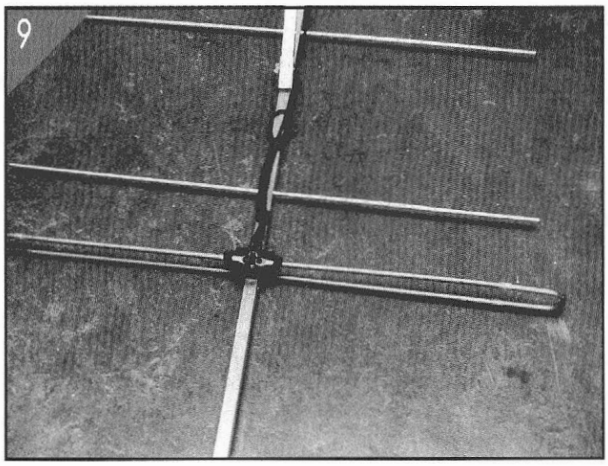


Figure 9 : Le balun et le câble coaxial sont fixés au mât par de la bande adhésive, pour éviter qu'ils ne soient le jouet du vent.

Liste du matériel :

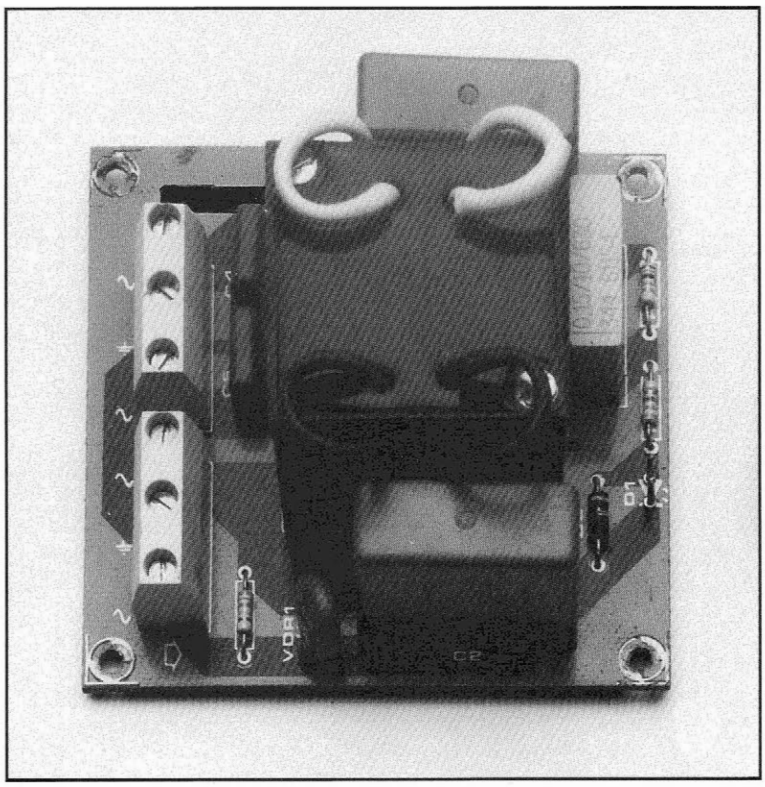
- 8,5 m (4 + 3 x 1,5) de profilé en aluminium ou (mieux) duralumin creux 20 x 20 mm
- 10,5 m de tube en aluminium Ø 8 mm
- 6 plaques d'aluminium env. 50 x 50 x 1,5 mm (haut ferme)
- 1 plaque d'aluminium env. 150 x 150 x 1,5 mm (= 2 triangles base ferme)
- 1 plaque d'aluminium env. 150 x 100 x 1,5 mm (blocage dipôle)
- 2 étriers de fixation universels
- 8 vis autotaraudeuses galvanisées
- 2 boulons galvanisés M3 (connexions dipôle)
- 3 œilletons avec languette de soudage pour dito boulons galvanisés M4 (fixation ferme et dipôle)
- boîte en plastique
- 70 cm de câble coaxial RG58

Figure 10 : L'auteur de cet article en compagnie de son enfant spirituel à neuf éléments.

Bibliographie :
Computer-aided Design of long VHF Yagi antennas, David G. Hopkins, publié dans le Radio Amateur Handbook.

Écrêteur-secteur

Les amateurs d'électronique ne l'avoueront qu'avec réticence : leurs exploits sont parfois source d'interférences. Trop de montages électroniques produisent des interférences sur le secteur. En fait, on ne prend conscience de cette situation que par ses conséquences : le dérèglement momentané d'un appareil qui, normalement, fonctionne impeccablement, à la suite d'interférences véhiculées par le secteur. Le filtre secteur décrit dans cet article porte remède aux deux situations mentionnées ci-dessus.



Tout citoyen relié au réseau s'attend normalement à trouver à n'importe laquelle des prises secteur de son domicile une tension parfaitement sinusoïdale, d'une valeur efficace de 220 V très exactement et présentant une fréquence de 50 Hz. Ces caractéristiques peignent une situation trop belle pour être vraie et qui, si tel était le cas, rendrait cet article parfaitement superflu.
Avec l'évolution sociale que nous connaissons, la tension du secteur véhicule de plus en plus d'interférences, d'mpulsions de toutes sortes et de tensions à hautes, voire très hautes fréquences. Si on la compare à la situation industrielle dans laquelle les gros consommateurs de kilowatts sont sources de perturbations qui peuvent produire des variations de l'ordre du volt, la situation domestique n'est guère meilleure, sans oublier que les circuits de commande à thyristors et à triacs produisent la superposition sur le secteur de crêtes de tension d'une centaine de volts.

Nous sommes tellement habitués à toutes sortes d'appareils d'usage quotidien, sources d'interférences sur le secteur, que nous ne pouvons plus nous en passer. Citons-en quelques-uns, pour prouver que nous n'exagérons pas : les interphones-secteur fonctionnant à l'aide d'une porteuse dont la fréquence peut atteindre jusqu'à 100 kHz ; les gradateurs omniprésents produisent eux aussi des crêtes de tension, l'alimentation à découpage de votre ordinateur (quelques kHz) voire la cafetière, le réfrigérateur ou tout ustensile ménager utilisé occasionnellement font également partie des coupables.

Le distributeur d'électricité fait lui aussi appel à la tension du secteur pour la transmission de signaux de télécommande –des salves d'impulsions de 177 Hz, entre autres– destinées à la commutation entre les différents tarifs de nos compteurs, heure de pointe ou tarif de nuit par exemple. Il en va de même en ce qui concerne le réseau à haute et moyenne tensions : les lignes sont utilisées pour la transmission de données entre les centrales et vers les sous-stations.

Pour mettre l'utilisateur à l'abri de désagréments que pourraient occasionner tous ces signaux qu'il faut bien considérer comme parasites, un filtre secteur digne de ce nom se doit de remplir deux fonctions : d'une part protéger l'utilisateur contre toute interférence véhiculée par les fils du secteur, de quelque nature qu'elle soit, et d'autre part empêcher les perturbations crées par l'équipement lui-même sous tension d'atteindre à leur tour le réseau de distribution.

Un filtre secteur

La majeure partie de la structure d'un filtre secteur ressemble à celle d'un filtre utilisé dans le domaine des basses fréquences. On définit une plage de trans-

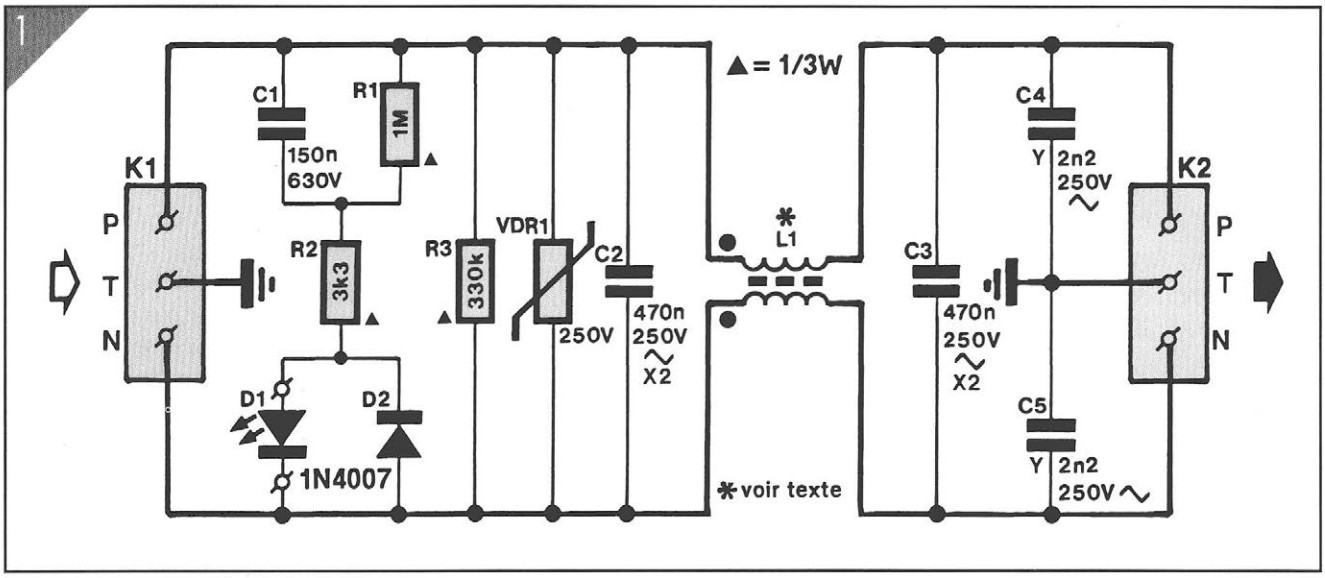


Figure 1 : L'électronique de l'écrêteur-secteur est (un peu) plus compliquée que celle d'un simple filtre secteur à trois composants du commerce.

mission à l'aide de condensateurs et/ou de selfs. Un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure haute est de 60 Hz permet une atténuation efficace de toute interférence.

Les composants requis pour la réalisation d'un montage du type de cet écrêteur-secteur doivent répondre à des critères de sécurité sévères. La capacité maximale admissible des condensateurs pris entre la phase (P), le neutre (N) et la terre (T) ne peut pas dépasser une valeur bien déterminée. La capacité maximale autorisée pour les condensateurs placés dans un appareil mobile est de 2 à 2,2 nF alors qu'elle ne devrait pas dépasser 2 à 22 nF dans le cas d'un appareil fixe. La raison principale de cette limitation est une réduction au strict minimum des courants de commutation lors de la mise en et hors-fonction de l'appareil alimenté à travers le filtre.

Un second aspect, plus important encore, est une limitation à une valeur inoffensive des courants traversant notre corps, situation que l'on pourrait rencontrer lors d'une entrée en contact accidentelle avec un appareil dont la mise à la terre est défectueuse voire interrompue.

Comme c'est le cas dans les applications audio, l'utilisation de condensateurs seuls ne permet de produire que des filtres aux flancs relativement peu pentus, à cause de la très faible résistance de source du réseau de distribution. On peut espérer une amélioration certaine de l'atténuation des signaux "haute fréquence" et de la réjection des parasites par la mise en place de selfs de choc (encore appelées selfs d'arrêt), de selfs à air ou ferrite ou encore compensées en courant. Toutes ces selfs ont cependant un point commun, qui tombe sous le sens : une augmentation de la valeur des inductances se traduit par une amélioration des performances du filtre.

Cependant, puisque l'accroissement de l'inductance de la bobine produit une chute de tension de plus en plus importante à ses bornes (la bobine est une charge complexe, c'est une résistance en série avec une self pure), le choix d'une combinaison correcte des éléments L/C pour adapter au mieux le dispositif antiparasites au consommateur est assez délicat et dépend pour une grande partie du type d'interférences que l'on s'attend à rencontrer.

La version la plus simple d'une self d'arrêt est une inductance saturée. À la mise en fonction (courant nul) elle présente une inductance élevée. En cours de fonctionnement l'inductance de la self diminue très sensiblement en raison de la saturation de son noyau métallique (ou tore de ferrite). Ce type de self d'arrêt n'a de fonctionnement antiparasite que dans le cas d'interférences symétriques, c'est-à-dire de tensions parasites naissant entre la phase et le neutre.

Les selfs toriques à enroulements multiples et compensation de courant sont plus efficaces. Elles ont toutefois le gros inconvénient d'être beaucoup plus chères. Dans le cas d'un couplage capacitif important entre le circuit (électrique ou électronique) et le boîtier d'un appareil, il circule un courant parasite asymétrique entre la phase et/ou le neutre et la terre. Il peut par exemple circuler un courant I1 entre la phase et la terre, un courant I2 entre le neutre et la terre, ces deux courants créant, dans le fil de terre, un courant I3 égal à la somme vectorielle des deux premiers. Ces fuites peuvent très bien passer inaperçues si la différence vectorielle entre I1 et I2 est inférieure au seuil de déclenchement d'un éventuel disjoncteur différentiel placé sur l'installation domestique de votre habitation. La self torique parvient à atténuer les composantes du courant parasite, et voici comment. Il faut tout d'abord préciser que ses enroulements sont connectés en série avec les fils de phase et de neutre de manière telle que les champs magnétiques naissant dans la bobine du fait du courant utile soient neutralisés ; on pourrait dire que la self torique est "transparente" du point de vue du courant utile. Supposons maintenant qu'un

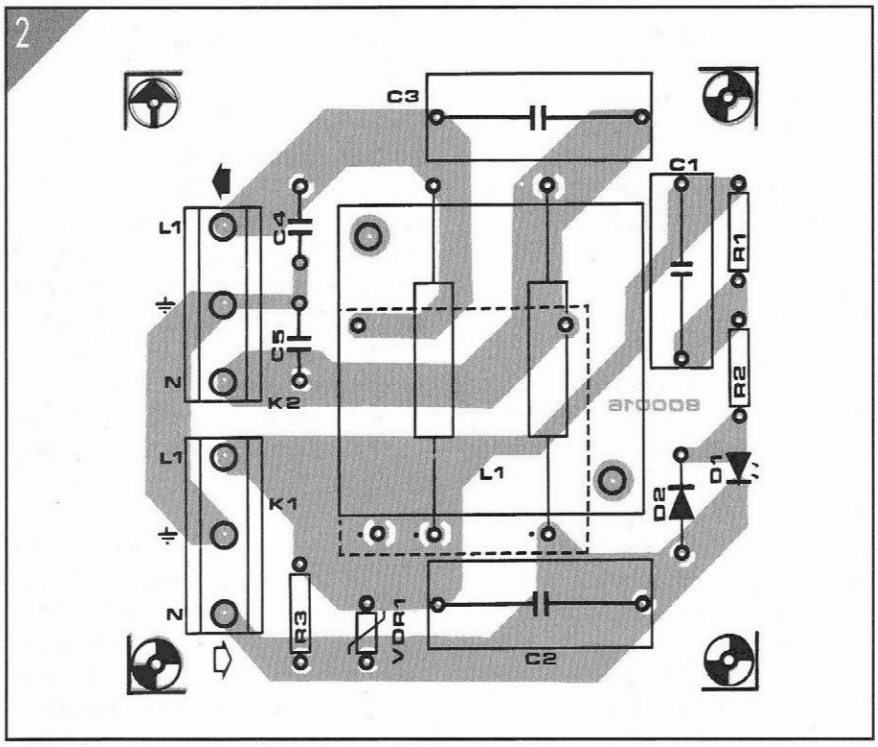


Figure 2 : Implantation des composants de l'écrêteur-secteur. Les lignes pointillées délimitent l'emplacement destiné à la bobine du type RD 62-3.

courant veuille prendre naissance, à l'intérieur de l'appareil, entre la phase et le boîtier. Supposons également que le fil de terre soit déconnecté. Ce courant parasite va créer un appel de courant supplémentaire dans le fil de phase.

Le tore va à présent se comporter comme un transformateur d'intensité, et créer l'"aspiration", à travers la capacité boîtier/neutre, d'un courant identique et de sens opposé dans le fil de neutre. Si les capacités parasites boîtier/neutre et boîtier/phase sont à peu près identiques –ce qui se confirme en pratique– le potentiel du boîtier ne variera presque pas. On pourrait presque dire que le tore simule une terre virtuelle ! Il va sans dire que le fil de terre doit toujours être connecté, mais cette liaison n'aura plus à absorber que la faible tension de fuite créée par la différence entre les deux capacités parasite précitées. Finalement, l'influence des capacités parasite sur le courant utile devient très faible, de sorte qu'il n'y a quasiment pas de chute de tension (indésirable) aux enroulements de la bobine.

Les charges consommant plus de 100 A et produisant surtout des interférences symétriques (c'est-à-dire entre la phase et le neutre), seront connectés de préférence au secteur à l'aide d'une ou de plusieurs selfs à bâtonnet de ferrite. À l'inverse des selfs à saturation, ce type de bobine garde une inductance constante.

Les selfs d'antiparasitage à prendre en série dans la ligne de terre amortissent les parasites asymétriques véhiculés par ce conducteur, Elles sont disponibles en deux versions : basse et haute fréquence.

Un premier critère de sécurité consiste à utiliser pour leur réalisation un conducteur de section identique à celle de la ligne de terre.

Un second critère de sécurité exige que la chute de tension mesurée à un courant égal au quadruple du courant nominal de fonctionnement de l'équipement protégé soit inférieure à 4 V.

Le circuit

Un simple coup d'œil à la **figure 1** vous convaincra que l'électronique de notre écrêteur-secteur est plus compliquée que celle d'un filtre d'antiparasitage à trois composants coûtant une centaine de francs.

En aval du bornier pour circuit imprimé à trois contacts, K1, le condensateur C1 et la résistance R2 font office de diviseur de tension alternative pour permettre à la diode électroluminescente (LED) D1 de donner une indication de mise en fonction. En absence de la tension du secteur, la résistance R1 permet la décharge du condensateur C1. La diode D3 sert à empêcher une surcharge de la LED dans le sens blo-

LISTE DES COMPOSANTS de l'ÉCRÊTEUR-SECTEUR

• Résistances :
R1 = 1 MΩ / 0,33 W
R2 = 3,3 kΩ / 0,33 W
R3 = 330 kΩ / 1 W
VDR1 = varistor 250 V, tel que Siemens SIOVS10K250

• Condensateurs :
C1 = 150 nF / 250 VAC
C2, C3 = 470 nF / 250 VAC classe X2
C4, C5 = 2 nF / 250 VAC classe Y

• Selfs :
L1 = 2 x 10 mH, telle que Schaffner RD 62-3 ou 2 x 4 mH, telle que Schaffner RD 62-6

• Semi-conducteurs :
D1 = LED 5 mm rouge
D2 = 1N4007

• Divers :
F1 = fusible retardé 2,5 ou 5 A selon bobine
K1, K2 = bornier pour Cl. à 3 contacts au pas de 10 mm
boîtier plastique, dimensions hors-tout 110 x 110 x 65 mm, tel que Schyller 93220 ou BICC-VERO IP55515-60884G
prise secteur mâle pour châssis avec porte-fusible
prise secteur femelle pour châssis avec obturateur

quant. Le varistor VDR1 bloque toute crête de tension supérieure à 230 V.
Il est primordial d'utiliser des condensateurs du type X2 pour C2 et C3 et des condensateurs du type Y pour C4 et C5. Il s'agit ici de condensateurs spéciaux, destinés à l'antiparasitage et possédant une tension de service de 250 V en alternatif. En règle générale ce sont des condensateurs à film polyester métallisé, présentant de bonnes caractéristiques de rétablissement après un claquage du diélectrique, ce phénomène que l'on appelle aussi la cicatrisation.

L'utilisation de condensateurs du type X2 se limite aux applications pour lesquelles un mauvais fonctionnement n'entraîne pas de risques pour la santé de l'utilisateur. Pour cette raison les condensateurs C2 et C3 de notre montage sont pris en parallèle entre la phase et le neutre de la tension du secteur.

Ainsi, la seule conséquence d'un court-circuit de ces condensateurs est un fusible détruit ou un disjoncteur différentiel à réarmer, leur coupure (rupture) ne se traduisant que sous la forme d'un fonctionnement moins performant de l'antiparasitage. Ces deux éventualités, pour désagréables qu'elles soient, ne font pas courir le moindre danger.

En ce qui concerne les condensateurs de type Y, C4 et C5, il faut être plus exigeant. Leur interruption interne résulte en un antiparasitage limité : un court-circuit au contraire entraîne un couplage direct de la phase ou du neutre au conducteur de terre.

Pour votre s curit personnelle il est imp ratif de renoncer absolument l'utilisation de condensateurs film ordinaires. Respectez le type de composant indiqu dans le texte et la liste des composants !

La seule et unique inductance que comporte notre circuit est la self à compensation de courant L1. Le circuit imprimé est conçu de manière à ce que l'une des deux bobines de la marque Schaffner, mentionnées dans la liste des composants, puisse y prendre place. Leur courant maximal admissible et la valeur de l'inductance constituent les deux caractéristiques qui différencient ces bobines. La bobine de 10 mH, RD 62-3 supporte un courant maximal de trois ampères tandis que la RD 62-6 (4 mH) peut être utilisée avec un courant de six ampères au maximum.

Le montage

La sérigraphie de l'implantation des composants de l'écrêteur-secteur est reproduite en **figure 2**. Il s'agit ici d'une réalisation qui ne demande pas d'adresse exceptionnelle pour la soudure des différents composants. Seule la mise en place de la bobine appelle une remarque puisque sa fixation est fonction du type de self utilisé. L'implantation de la bobine RD 62-3, de 3 A, ne pose aucun problème.

Elle est soudée à sa place de manière "classique". Le modèle plus encombrant (et plus cher) capable de supporter un courant maximal de 6 A, est vissé couché sur le dos sur le circuit imprimé. De sa partie inférieure maintenant visible sortent quatre fils isolés de différentes couleurs. Les deux fils de couleur foncée constituent les sorties des bobines et les deux fils de couleur claire, leurs entrées. Sur la photo du prototype on voit nettement comment sont réalisées toutes les connexions.

Avant de soumettre l'écrêteur-secteur à un premier test, il est recommandé de renforcer la piste du conducteur de terre à l'aide d'un fil de cuivre de 2,5 mm². Il va sans dire qu'une fois effectués les premiers essais, concluants, le circuit sera incorporé soit dans le boîtier (métallique) d'un appareil soit dans un bottier plastique distinct. Nous avons doté le prototype de l'écrêteur secteur d'une prise mâle avec fusible incorporé et d'une fiche femelle (avec obturateurs de préférence).

L'utilisation de cet écrêteur-secteur en boîtier séparé a l'avantage d'en permettre le positionnement à proximité immédiate de plusieurs équipements que l'on pourra de la sorte protéger simultanément (à condition toutefois que le courant total ne dépasse pas la limite de 3 ou 6 A, en fonction du type de bobine utilisé).

Le fonctionnement

Pour se convaincre du bon fonctionnement d'un filtre secteur, il suffit de l'intercaler dans le cordon secteur d'une chaîne stéréo haute fidélité. Si auparavant il vous arrivait d'entendre des parasites et que maintenant il n'en reste rien, vous pouvez être persuadé que le circuit répond parfaitement aux exigences posées.

Il est toujours possible de déterminer la courbe d'amortissement du filtre en fonction de la fréquence à l'aide d'un instrument de mesure convenable. Dans une situation réelle cependant cette courbe ne sert pas à grand chose. Il est loin d'être assuré que les conditions dans lesquelles sont effectuées les mesures soient identiques aux conditions de l'application réelle. En cas de doute, il est toujours préférable d'effectuer quelques essais pour arriver assez rapidement à une conclusion.

Mais il est impossible, malheureusement, de prévoir si les interférences rencontrées sur la fiche secteur concernée seront symétriques, asymétriques voire non-symétriques, ou encore quelle longueur de câble secteur passe à proximité d'appareils de tout genre et en nombre inconnu, tous, le cas échéant, sources potentielles de parasites. Pour ce qui est des applications professionnelles, nombre de fabricants de filtres-secteur offrent un service de mesure qui détermine sur place les conditions réelles exactes avant de procéder, en tenant compte de ces éléments, à la fabrication de filtres "personnalisés".
Nous pouvons vous rassurer toutefois : le prototype de l'écrêteur-secteur que nous avons soumis à des tests sévères est capable de supprimer les interférences les plus acharnées auxquelles les filtres standards réalisés avec des bobines d'antiparasitage à triac et à un, voire deux condensateurs n'avaient pas su barrer la route !
Le texte pris dans l'encadré ci-après décrit trois méthodes de détermination de la courbe d'amortissement.

NOTIONS DE BASE

Tension alternative du secteur

L'indication classique de 220 ou 230 V que l'on utilise généralement pour désigner la valeur de la tension sinusoïdale du secteur représente en fait la valeur efficace de la tension.
La tension crête prend la valeur de :
Uc = Ueff x $\sqrt{2}$
soit 311 ou 325 Vc
Pour déterminer la tension de service en continu de condensateurs soumis à la tension du secteur, il est recommandé de se baser sur la valeur de la tension crête à crête, ce qui donne une bonne marge de sécurité en cas de surtensions.
Il sera donc prudent, en de pareilles circonstances, d'utiliser des condensateurs dont la tension de service en continu soit de 650 VDC au moins (**figure 3**).

La mesure de l'amortissement

Afin de disposer de conditions identiques pour pouvoir effectuer des mesures comparatives, il faut connecter une résistance de 50 Ω tant à l'entrée qu'à la sortie du filtre dont on désire connaître les performances. Les résultats des mesures ne représentent cependant pas des valeurs valables pour une prise secteur choisie au hasard, puisque dans une situation réelle, on se retrouve toujours avec des impédances d'entrée et de sortie différentes de 50 Ω et différentes entre elles.

En règle générale, il est fait appel à trois méthodes de mesures pour estimer les performances dans différents modes d'amortissement d'interférences.

Amortissement d'interf rences sym triques (differential mode, figure 4)

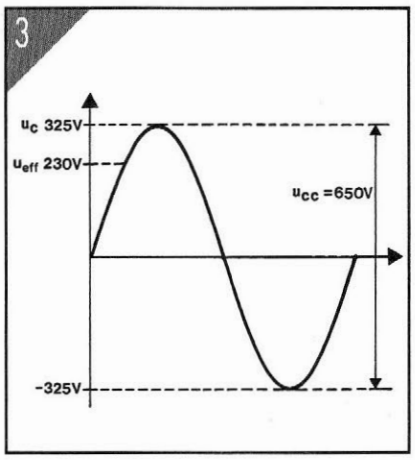
La tension efficace et la tension d'interférence se propagent, déphasée de 180°, sur les lignes de phase et de neutre Le filtre est connecté à l'aide de deux transformateurs 1 : 1, à une source ayant une résistance de 50 Ω et une impédance de charge de 50 Ω. Les interférences symétriques prédominent sur la plage de fréquences inférieures à 1 MHz.

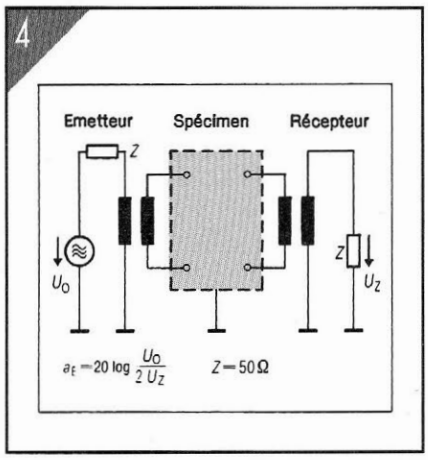
Amortissement d'interf rences non-sym triques (figure 5)

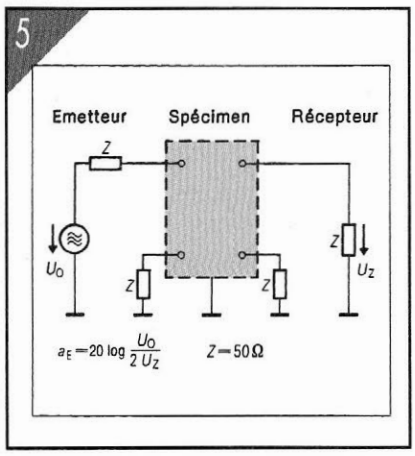
Le domaine des fréquences au delà de 1 MHz est celui des interférences non-symétriques. Le courant parasite arrive, à travers les lignes de phase et du neutre, à l'appareil concerné et retourne à travers la ligne de terre. Il n'est pas exclu que le direction de ce courant parasite soit inverse. Le mesure s'effectue une fois pour chaque branche du filtre, par connexion d'une résistance de 50 Ω à la sortie et à l'entrée de la branche juxtaposée.

Amortissement d'interf rences asym triques (common-mode, figure 6)

Dans certaine cas ou pays (USA et GB en particulier) on procède à la mesure de l'amortissement asymétrique, Il s'agit alors de court-circuiter l'entrée et la sortie du filtre, annulant ainsi toute capacité entre fil de phase et de neutre. L'interférence asymétrique constitue un cas particulier de l'interférence non-symétrique : les tensions parasites présentes sur les conducteurs de la tension du secteur sont parfaitement en phase.







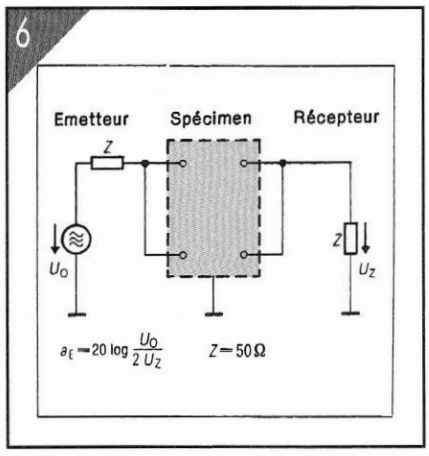


Figure 3 : Voici ce qui nous attend lorsque nous aurons un système européen de distribution d'électricité. Mais les distributeurs fournissent du 220 V à ± 10% : cette valeur nominale de 230 V peut donc déjà être légalement dépassée !

Figure 4 : Schéma de raccordement pour la mesure d'interférences symétriques.

Figure 5 : Schéma de raccordement pour la mesure d'interférences non-symétriques.

Figure 6 : Schéma de raccordement pour la mesure d'interférences asymétriques.

A l'écoute de l'aviation, de la police et des stations de radiodiffusion

L'écoute de signaux radio sur des bandes moins encombrées reste, avec la réception de signaux TV, l'une des occupations les plus prisées par de nombreux amateurs d'émissions de radio. Pour eux, nous avons conçu un récepteur compact et sensible qui couvre la bande des fréquences comprises entre 80 et 135 MHz, c'est-à-dire la bande VHF basse, la bande de radiodiffusion et la bande VHF aviation. Il est relativement aisé de déplacer vers le haut la limite de fréquence supérieure : on accède ainsi à la bande radioamateur des deux mètres.

De nombreuses stations intéressantes trafiquent sur les bandes comprises entre 80 et 135 MHz. Le bas de cette plage de fréquences est occupé par les services de police ; entre 88 et 108 MHz, nous trouvons les émetteurs en modulation de fréquence (FM) qui vont des stations d'émission officielles aux radios "libres". Au-delà de 108 MHz, nous entrons dans le domaine des communications aéronautiques en VHF, car il existe aussi un domaine en UHF, aux environs de 240 MHz. À 144 MHz commence la bande amateur des deux mètres.

Un léger décalage de la fréquence de travail de ce récepteur permet aussi de se mettre à l'écoute, entre autres, du radiotéléphone urbain. On perd dans ce cas une partie de la plage basse car il n'est pas possible, si l'on a décalé le récepteur vers les fréquences plus élevées, de continuer à suivre ce qui se passe aux alentours des 80 MHz.

Superhétérodyne simple

L' examen du synoptique de la **figure 1** nous apprend que nous nous trouvons en présence d'un récepteur du type superhétérodyne à conversion simple dont la fréquence intermédiaire (FI) est de 10,7 MHz. La section hautes fréquences (HF) composée de l'amplificateur d'entrée HF., du mélangeur (mixer) et de l'oscillateur local présente une structure conventionnelle.

Un circuit intégré spécialisé, le NE604N, - auquel nous reviendrons ultérieurement -prend à son compte l'amplification de la fréquence intermédiaire ; il contient également les circuits de démodulation d'amplitude (AM) et de fréquence (FM). Un circuit de squelch (suppresseur de bruit) fonctionne tant en modulation d'amplitude qu'en modulation de fréquence.

Le synoptique

De l'antenne au circuit de FI

A la sortie de l'amplificateur HF, nous trouvons un filtre passe-bande qui élimine tous les signaux dont la fréquence se situe hors du domaine défini. La fonction première de ce filtre est d'éliminer les fréquences-miroir ; il permet aussi d'éviter l'interaction entre différents signaux puissants et le signal à recevoir : la distorsion par intermodulation.

Le signal de sortie de ce filtre est mélangé à une tension alternative de fréquence élevée fournie par l'oscillateur de syntonisation. Le résultat de ce traitement est de donner à tous les signaux appliqués à l'étage de mélange une fréquence proche de 10,7 MHz. Un seul de ces signaux traverse sans encombre le second filtre, celui dont la fréquence est très précisément de 10,7 MHz.

De la FI l'amplificateur BF

Après une nouvelle amplification, un filtrage additionnel et une amplification supplémentaire, le niveau du signal est tel qu'il est possible d'en effectuer la démodulation à l'aide d'un détecteur. On dispose pour ce faire de deux détecteurs distincts : un détecteur AM et un détecteur FM. Le premier sert à la détection des signaux de télécommunication "aviation" puisqu'elle se fait en modulation d'amplitude. Le reste des émetteurs (radiodiffusion entre autres) travaille en modulation de fréquence, ce qui explique la présence sur ce récepteur VHF d'un détecteur FM.

Confort d'utilisation

Outre sa fonction de détection, le détecteur AM possède une fonction de squelch (silencieux). Lors de la réception d'un signal, le détecteur AM produit une tension (alternative ou continue) dont le niveau est proportionnel à la puissance du signal de l'émetteur. En AM, il s'agit d'une tension alternative parce que la puissance du signal ne cesse de varier au rythme de la modulation ; en FM au contraire, la tension

Récepteur VHF AM / FM

fournie par le détecteur reste constante parce que la puissance émise par l'émetteur ne varie pas. Lorsque ce signal dépasse un seuil défini par l'utilisateur, il sert à autoriser le passage du signal audio démodulé vers l'amplificateur de puissance Basses Fréquences.

On supprime ainsi tout bruit de réception lorsque le récepteur est syntonisé sur une fréquence non utilisée à ce moment-là. Nous voici arrivés à la fin de la description du trajet du signal.

Description de l'ensemble HF

La **figure 2** donne le schéma de la partie HF de notre récepteur VHF : l'amplificateur HF, un filtre passe-bande ajustable, l'étage de mélange et l'oscillateur d'accord. Pour vous éviter que le schéma ne devienne par trop complexe, nous avons divisé en deux l'électronique de ce récepteur. La symbole A représente le point de connexion de ce schéma vers celui de la **figure 3**.

Le signal capté par l'antenne attaque un amplificateur d'entrée à bande large basé sur T4, un transistor HF à faible bruit du type BFG65. L'entrée comporte un filtre passe-haut 10,7 MHz, constitué par l'inductance L6 et le condensateur C20, chargé de bloquer les fréquences inférieures à cette valeur. La bobine L6 présente une impédance qui croît au fur et à mesure qu'augmente la fréquence du signal qui lui est appliqué. En pratique, cela signifie que L6 ne présente pas de résistance pour les fréquences inférieures à la fréquence de coupure du filtre.
Après amplification, le signal HF disponible sur le collecteur de T4 est couplé à un filtre passe-bande ajustable

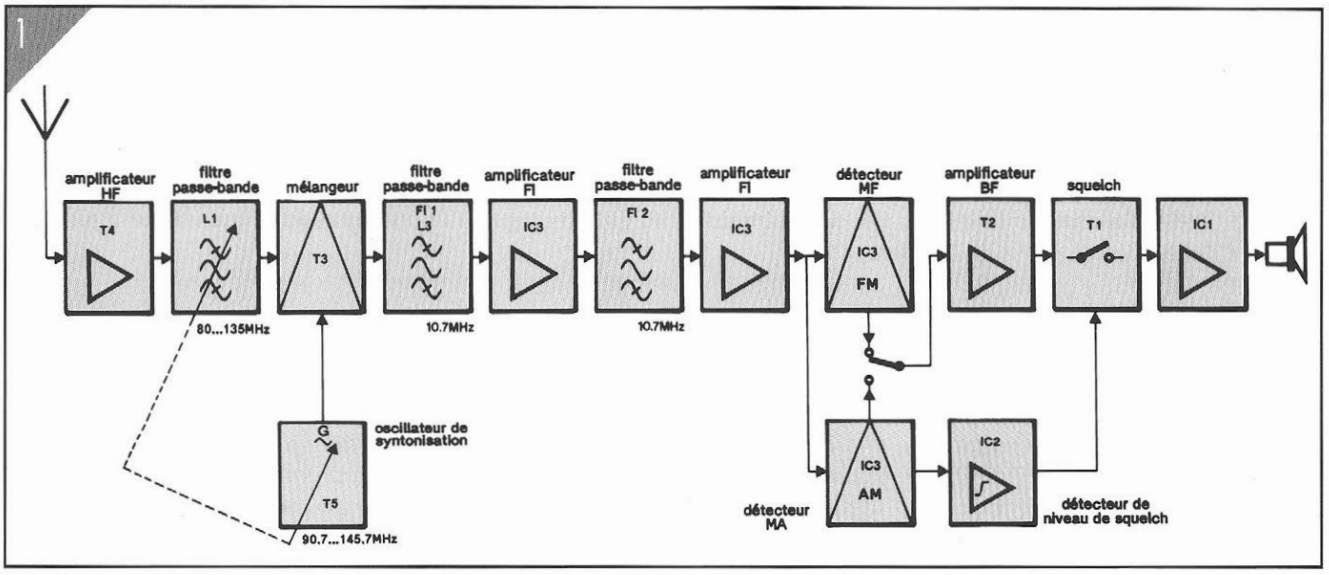


Figure 1 : Synoptique du récepteur AM / FM.

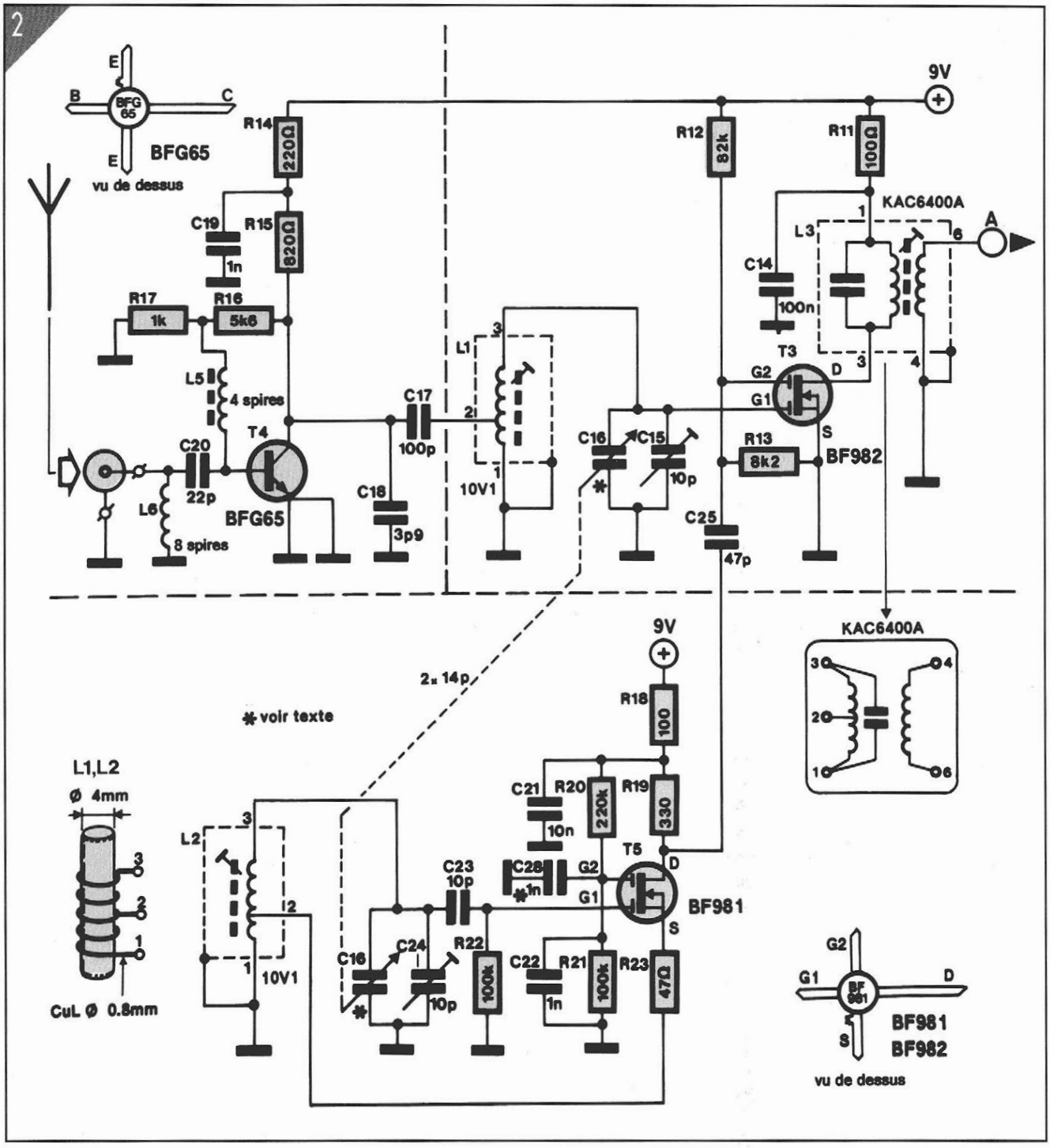


Figure 2 : L'électronique de la section HF du récepteur VHF. On remarquera la présence du condensateur à air double C16 utilisé pour la syntonisation.

L1 / (C15 + C16). Ce signal est appliqué à une prise intermédiaire de cet inductance en vue de doter T4 d'une impédance terminale convenable. Théoriquement, l'impédance totale du réseau (mesurée aux bornes de L1) est infinie. Les signaux ayant une fréquence égale à la fréquence de résonance du réseau parallèle traversent ce filtre sans atténuation.

Faisant parie du réseau LC L2 / (C24 + C16), un condensateur d'accord à section double, C16, syntonise le filtre passe-bande de l'oscillateur local basé sur T5, un transistor à effet de champ en technologie MOS, un MOSFET (*Metal Oxide Silicone Field Effect Transistor*). Le signal HF amplifié est appliqué à la grille G1 du transistor mélangeur, T3. Le signal de l'oscillateur local l'est à la grille G2 par l'intermédiaire du condensateur C25. La fréquence-différence, de 10,7 MHz, est extraite de tous les produits du mélange par le filtre passe-bande constitué par le circuit accordé L3 pris dans la ligne de drain du mélangeur par MOSFET à double grille.

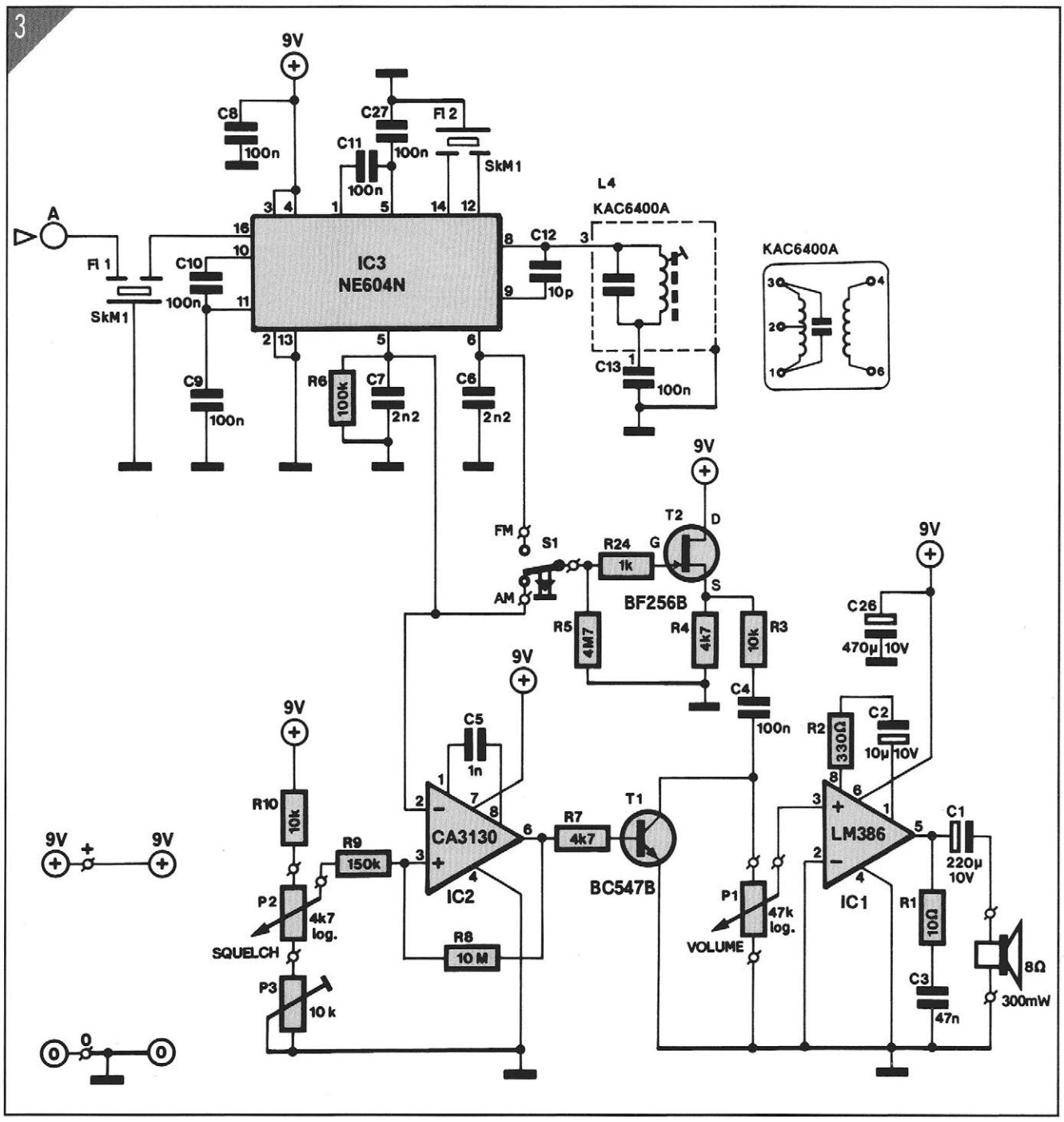


Figure 3 : Schéma du sous-ensemble de la fréquence intermédiaire à 10,7 MHz, du squelch et de l'amplificateur BF.

Ampli FI et démodulation

Le schéma de la **figure 3** montre le détail de l'électronique nécessaire à la réalisation de l'amplificateur de fréquence intermédiaire (FI), des démodulateurs, du circuit de suppression de bruit (squelch) et de l'amplificateur BF.
Le signal disponible au point A nous arrive de l'étage HF ; il attaque un filtre céramique FL1 qui complète la fonction remplie par l'inductance L3 et réduit la largeur totale de la bande passante du récepteur.
IC3 est un circuit intégré relativement récent dont nous n'avons pas encore donné le brochage ; nous vous le proposons en **figure 4**, accompagné de sa structure interne. Après filtrage, le signal FI appliqué à la broche 16 de IC3 y est amplifié.
Ce signal disponible à la sortie du premier étage d'amplification (broche 14) est appliqué à un second filtre céramique, FL2, avant d'être réinjecté, par une seconde entrée (broche 12) dans un nouvel étage d'amplification FI, lui aussi intégré dans le NE604N.
Ce second amplificateur commande le démodulateur FM interne, un détecteur de quadrature qui fait appel au circuit accordé basé sur l'inductance L4.
Lorsque le circuit de silencieux est inactif, le signal audio est disponible en broche 6 de ICI.

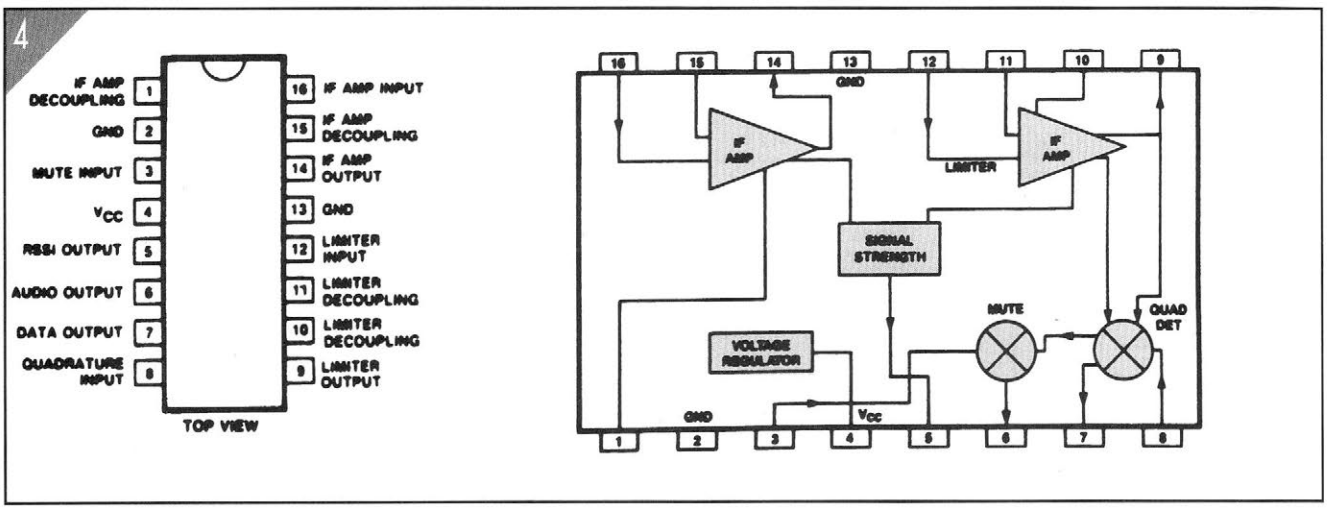


Figure 4 : Structure interne et brochage du NE604N, comportant entre autres deux amplificateurs FI et un démodulateur FM.

Le signal de sortie du détecteur de niveau intégré au NE604N est disponible à la broche 5 de IC3. Puisque la puissance HF reçue et, partant l'intensité du signal FI est proportionnelle à l'amplitude d'un signal émis en modulation d'amplitude, la broche 5 de IC3 fournit le signal AM démodulé lorsque le récepteur est accordé (ou syntonisé) sur une station qui émet en AM. (notons que la majorité des communications aéronautiques se fait en modulation d'amplitude).

Le squelch et l'amplificateur BF

Le sélecteur S1, un inverseur simple, permet d'appliquer au transistor tampon T2 soit le signal AM, soit le signal FM. Ce FET remplit une fonction double : il garantit une adaptation d'impédance correcte entre la sortie du NE604N et l'amplificateur BF IC1 et protège les sorties de IC3 lorsque le transistor de squelch devient conducteur, ce qui revient pratiquement à court-circuiter ces sorties à la masse.

Ce transistor est commandé par IC2, un amplificateur opérationnel CMOS du type CA3130, monté en comparateur. On l'a baptisé BIMOS (BI pour *bipolar* et MOS pour *Metal Oxide Silicone*) parce qu'il combine les avantages des transistors bipolaires et ceux des transistors CMOS.

Cet amplificateur compare la tension continue présente sur la broche 5 de IC3 à une tension de référence dont la valeur est déterminée par la position du potentiomètre P2. Lorsque l'intensité du signal de l'émetteur sur lequel est accordé le récepteur dépasse le seuil de squelch fixé par P2, la sortie du comparateur se trouve à une tension proche de 0V, puisque la tension appliquée à son entrée inverses est plus élevée que celle présente à son entrée non-inverseuse.

Dans ces conditions T1 est bloqué ; le signal démodulé cesse d'être court-circuité à la masse et arrive ainsi à l'entrée de l'amplificateur BF IC1. Les résistances R8 et R9 introduisent un hystérésis pour empêcher le comparateur d'osciller à la suite de faibles variations de l'intensité du signal reçu. Cette hystérésis est indispensable en réception AM, son absence se traduirait inévitablement par l'oscillation du circuit. Il peut se faire qu'en dépit de ces précautions, le circuit entre en oscillation et découpe le signal reçu en petits morceaux. Pour supprimer ce phénomène, qui peut aussi se manifester sous la forme d'un ronflement plus ou moins grave, on pourra augmenter légèrement le seuil du squelch par rotation de P2. Si, cette mesure prise, le comparateur continue à osciller, on pourra soit augmenter la valeur du condensateur C5 soit réduire celle de la résistance R8. L'amplificateur réalisé à l'aide du LM386 est une application standard de ce circuit d'amplification audio et n'appelle pas de commentaire particulier.

La réalisation

Les inductances

La première étape de la construction de ce récepteur consiste à fabriquer les inductances L1 et L2. Ces deux inductances, de caractéristiques identiques, sont bobinées sur un support en plastique du type 10V1 de Néosid. Comme l'illustre le croquis additionnel de la **figure 2**, les inductances comportent 4,5 spires bobinées sur une longueur de 15 mm et le point 2 correspond à une prise intermédiaire effectuée à deux spires environ de l'extrémité de l'inductance reliée à la masse. Il est important, lors de la soudure des extrémités des fils de cuivre sur les broches métalliques prévues à cet effet sur le corps de l'inductance, d'éviter une surchauffe de la base du corps de l'inductance.

On vérifiera de plus que ces soudures ne risquent pas de produire de court-circuit avec le capot de blindage métallique qui viendra ultérieurement chapeauter le bobinage de l'inductance proprement dite. Une fois terminée la fabrication des inductances, on vérifiera à l'ohmmètre la continuité des fils qui les constituent. On passe ensuite à la réalisation des selfs L5 et L6. La première est une ferrite cylindrique de 3 mm de long dans laquelle sont enfilées quatre spires de fil de cuivre émaillé de 0,2 mm de section. La self L6, réalisée avec du fil de cuivre émaillé de 0,2 à 0,5 mm de section, comporte huit spires jointives embobinées sur un

mandrin quelconque de manière à obtenir un diamètre interne de 3 mm. Il reste ensuite à gratter soigneusement l'émail de protection aux extrémités des inductances pour en permettre une bonne soudure.

La platine

Le circuit imprimé du récepteur VHF est une platine double-face à trous **non** métallisés. Le côté composants cuivré constitue le plan de masse. La **figure 5** donne l'implantation des composants. L'intermétallisation entre les deux faces de la platine est obtenue par soudage des deux extrémités de certains composants aux deux faces du circuit imprimé. Sur le plan de masse, ces soudures sont reconnaissables à l'absence d'îlot d'isolation gravé dans la surface de cuivre.

LISTE DES COMPOSANTS du RÉCEPTEUR VHF

• Résistances :

R1 = 10 Ω
R2, R19 = 330 Ω
R3, R10 = 10 kΩ
R4, R7 = 4,7 kΩ
R5 = 4,7 MΩ
R6, R21, R22 = 100 kΩ
R8 = 10 MΩ
R9 = 150 kΩ
R11, R18 = 100 Ω
R12 = 82 kΩ
R13 = 8,2 kΩ
R14 = 220 Ω
R15 = 820 Ω
R16 = 5,6 kΩ
R17, R24 = 1 kΩ
R20 = 220 kΩ
R23 = 47 Ω
P1 = pot. 47 kΩ log.
P2 = pot. 4,7 kΩ lin.
P3 = 10 kΩ rég.

• Condensateurs :

C1 = 220 µF / 10 V rad.
C2 = 10 µF / 10 V rad.
C3 = 47 nF
C4, C8 = 100 nF
C5, C19 = 1 nF
C6, C7 = 2,2 nF
C9, C10, C11, C13, C14, C27 = 100 nF cér.
C12, C23 = 10 pF
C15, C24 = 10 pF rég.
C16 = 2 x 14 pF variable à air avec vernier
C17 = 100 pF
C18 = 3,9 pF
C20 = 22 pF
C21 = 10 nF cér.
C22 = 1 nF cér.
C25 = 47 pF
C26 = 470 µF / 10 V rad.

• Bobines :

L1, L2 = support Néosid 10V1, 4,5 sp. de fil de 0,5 à 0,8 mm sur 15 mm de long
L3, L4 = KAC6400A de Toko
L5 = 4 spires de fil de cuivre émaillé de 0,2 mm à travers un mini-tore cylindrique de ferrite de 3 mm de diamètre
L6 = 8 spires de fil de cuivre émaillé de 0,2 à 0,5 mm -- voir texte

• Semiconducteurs :

T1 = BC547B
T2 = BF256B
T3 = BF982
T4 = BFG65
T5 = BF981
IC1 = LM386N
IC2 = CA3130
IC3 = NE604N (Philips)

• Divers :

FL1, FL2 = SKM1 ou autre filtre céramique 10,7 MHz / 50 kHz
S1 = inverseur simple embase BNC ou SO239 (Amphénol)

haut-parleur 8 Ω / 200 mW

boîtier métallique 20 x 14 x 8 cm environ tel que EB 21 / 08 FA (ESM)

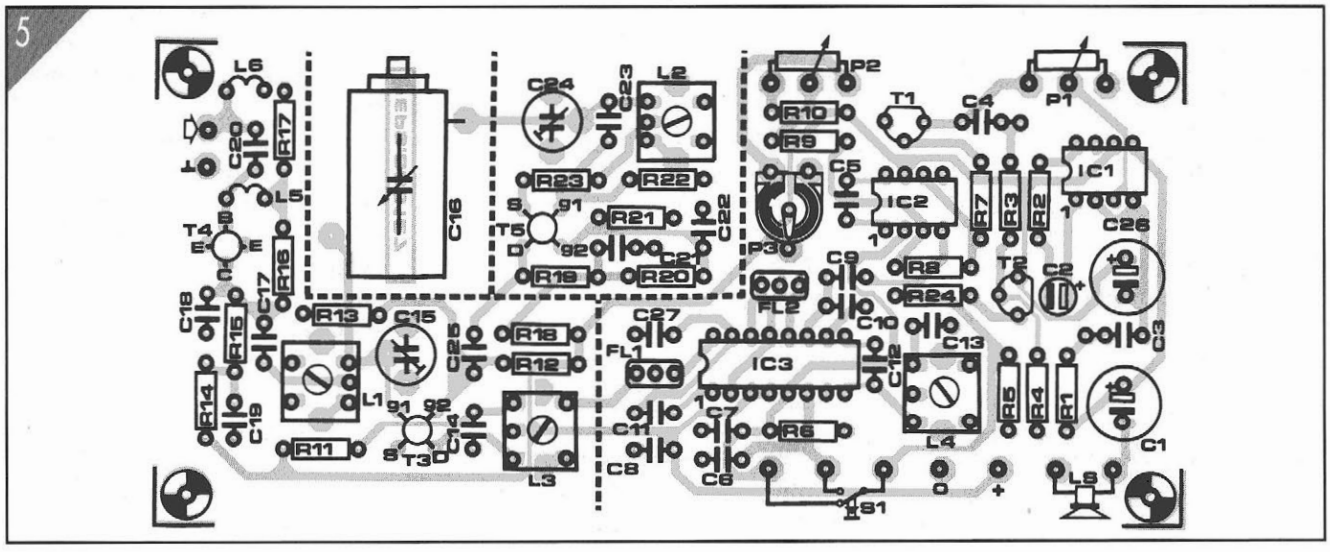


Figure 5 : L'implantation des composants du récepteur VHF.

Les deux connexions du rotor des condensateurs variables C24 et C25 sont deux des extrémités de composants qu'il faut souder aux deux faces de la platine. Il est important d'effectuer, dans ce cas en particulier, une soudure rapide des connexions afin d'éviter d'endommager les éléments isolants en plastique de ces condensateurs variables.
Les ailettes métalliques du rotor du condensateur de syntonisation C16 sont en contact avec sa base. Sur certains types de condensateur à air, les points de connexion des stators se trouvent du même côté. Il faudra dessouder la connexion la plus éloignée du bord de la platine pour la ressouder de l'autre coté du condensateur. Il est en effet vital en HF d'effectuer des liaisons aussi courtes que possible. On soude ensuite la base de ce composant au plan de masse en deux points diamétralement opposés aux extrémités des deux stators. Pour relier les stators aux points correspondants du tracé des pistes on utilise deux petits morceaux de fil de cuivre émaillé de 1 mm de section ; ces deux connexions traversent le circuit imprimé, comme le montre clairement l'examen de la photo de la **figure 6**. L'une des connexions arrive au point commun entre les condensateurs C23, C24 et la borne 3 de L2 ; l'autre au point commun entre C15, la borne 3 de L1 et la grille G1 de T3.
Vous pourrez vous étonner de ne pas retrouver le condensateur C28 sur la sérigraphie : rien de plus normal puisqu'il s'agit d'un condensateur pour montage en surface (CMS) à souder directement entre la grille G2 de T5 et le plan de masse ! Ce composant est essentiel pour assurer la bonne stabilité de l'oscillateur local.
On protège le reste du montage du rayonnement parasite produit par l'oscillateur et l'amplificateur HF par la mise en place d'un blindage de 20 mm de haut réalisé à l'aide d'une feuille de laiton ou de cuivre étamé positionnée sur le trait pointillé de la sérigraphie et soudée directement au plan de masse du circuit imprimé.
On soude IC3 sans support à l'emplacement prévu sur le circuit imprimé. Les broches 2 et 13 sont soudées directement à la masse.

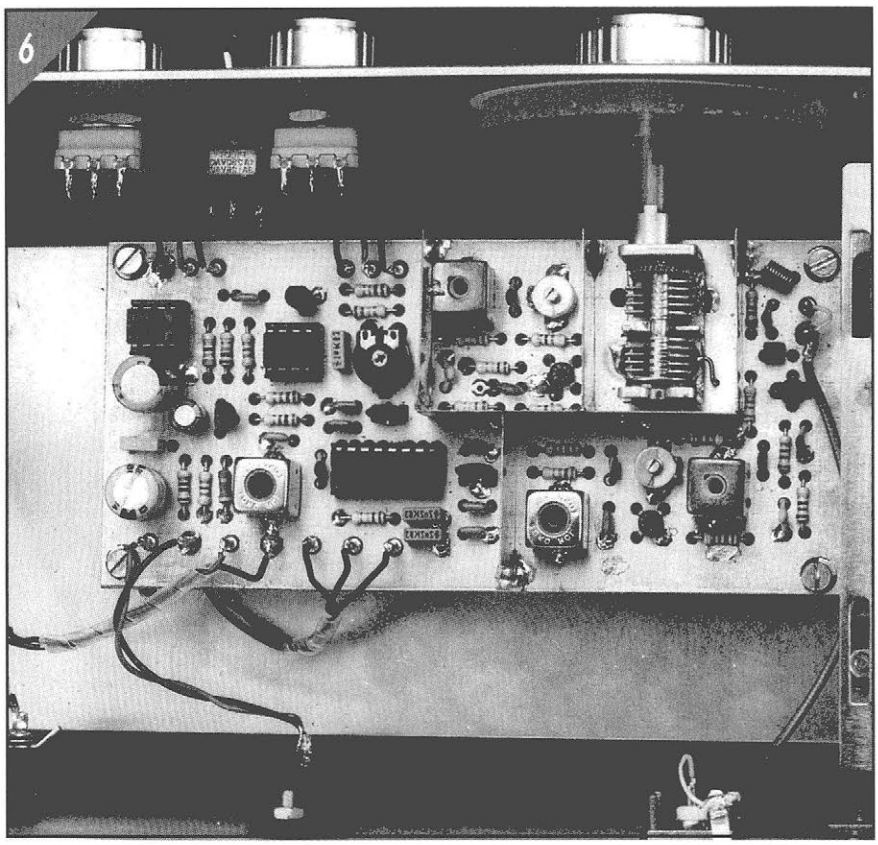


Figure 6 : Le prototype du récepteur complètement assemblé.

Le c blage
La liaison entre l'embase d'entrée (BNC ou SO239) du récepteur montée sur la face arrière du boîtier et le circuit imprimé se fait avec un morceau de fil blindé de faible section. Les interconnexions des potentiomètres de squelch et de volume montés sur la face avant et les points correspondants du circuit imprimé peuvent être réalisées à l'aide de fil de câblage non blindé, tant que leur longueur ne dépasse pas quelques centimètres.
Comme le montre la photographie de la **figure 6**, nous avons utilisé, pour réaliser les connexions du haut-parleur externe et de l'alimentation, une embase DIN pour haut-parleur pour la première et une embase miniature pour alimentation du type de celles que l'on trouve sur la quasi-totalité des baladeurs pour la seconde.
Il y a suffisamment de place dans le boîtier pour placer une alimentation de 9 V réalisée à partir d'un régulateur 7809 et dotée de condensateurs de découplage en amont et en aval ; cette approche a l'avantage de permettre l'utilisation d'un module d'alimentation secteur bon marché du commerce. Il doit fournir une tension continue comprise entre 12 et 18 V. Ce régulateur de 9 V est indispensable, car toute tension supérieure à cette valeur risque d'endommager le circuit intégré NE604N.
L'échelle du vernier de syntonisation dont nous vous proposons un exemple de dessin en **figure 7** peut être collé sur un cadran circulaire en plexiglass transparent de 5 mm d'épaisseur, percé en son centre d'un trou permettant le passage de l'axe du condensateur d'accord.
Puisque l'on travaille en HF, le coffret dans lequel prendra place ce montage devra être en métal.
Nous vous proposons en **figure 8** un exemple de face avant qui pourra servir à donner un cachet professionnel à votre récepteur.

La mise au point

Introduire les noyaux dans les quatre bobinages HF et les amener à mi-course

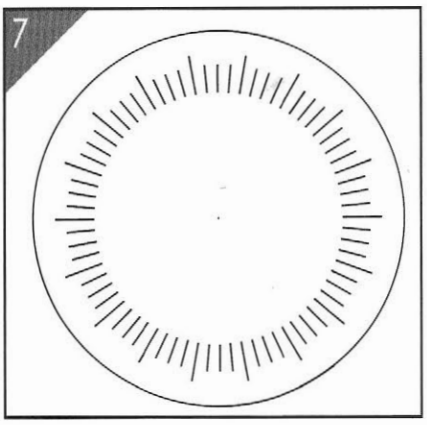


Figure 7 : Le vernier de syntonisation. On pourra le doter d'une échelle de fréquences une fois terminé l'étalonnage du récepteur.

à l'aide d'un tournevis en plastique. Les deux condensateurs variables C24 et C15 ainsi que le potentiomètre de squelch sont eux aussi positionnés à mi-course.

On court-circuite ensuite l'entrée du récepteur et on branche un haut-parleur (8 ohms minimum) en sortie avant d'appliquer la tension d'alimentation.

- La première étape consiste à vérifier la présence de la tension d'alimentation de 9 V aux divers points du circuit ou elle doit normalement se trouver.
- On branche un fréquencemètre cou plé en alternatif à la grille G2 du tran sistor T3 ; on positionne ensuite le condensateur variable de syntonisation à sa capacité maximale et on joue sur la position du noyau de L2 jusqu'à lire une fréquence de 90,7 MHz.
- On jouera si nécessaire sur la position du condensateur variable C24 s'il s'avère impossible d'obtenir la dite fréquence bien que le noyau de L2 soit arrivé en butée au fond de l'inductance.
- On met le condensateur de syntonisation à sa capacité minimale et on vérifie que la fréquence de l'oscillateur est proche de 145,7 MHz.
- On réajuste la position de C24, et si nécessaire celle du noyau de L2, jusqu'à obtenir la plage de syntonisation requise.
- On bascule l'inverseur en mode FM et on met le squelch hors- fonction en tournant P3 jusqu'à butée dans le sens antihorlogique.
- On joue sur la position du noyau des inductances L4, L3 et L1 jusqu'à obtenir le niveau de signal (bruit) BF stable le plus important.
- On supprime le court-circuit à l'entrée du récepteur et on y connecte une antenne ayant une impédance de 50 à 75 ohms.
- On recherche une station FM relativement puissante et on ajuste la position de l'inductance de quadrature L4 jusqu'à obtenir un signal démodulé sans distorsion. On syntonise ensuite le récepteur sur une station relativement faible, on peut aussi atténuer le signal fourni par l'antenne, pour ensuite ajuster la position des inductances L1 et L3 pour obtenir le niveau de bruit le plus faible. On peut également procéder à ce réglage en mode AM en recherchant une balise aéronautique (il en existe un peu partout : certaines d'entre elles émettent sur la bande comprise entre 110 et 120 MHz).
- Il ne reste plus ensuite qu'à ajuster à son goût, par action sur P3, le seuil d'entrée en fonctionnement du squelch.

Plage de fréquences

Pour un radioamateur ou un électronicien expérimenté en HF le déplacement du domaine de détection de ce récepteur VHF vers une plage de fréquences plus élevée ne devrait pas poser de problème majeur ; ce décalage permet d'accéder aux fréquences des satellites météo (135 à 137 MHz) et à la bande radioamateur des deux mètres (144 à 146 MHz), au détriment cependant de la plage inférieure du domaine de fréquences d'origine du récepteur (80 à 90 MHz), car la largeur totale de la bande de fréquences battue par le récepteur VHF reste constante.

Cette adaptation nécessite une réduction de la valeur des inductances L1 et L2 ; il faudra expérimenter par diminution du nombre de spires et déplacer en conséquence la position des prises intermédiaires de ces inductances.

Nous vous souhaitons bien du plaisir à la réalisation de ce montage simple et ainsi qu'à l'écoute de la bande VHF.

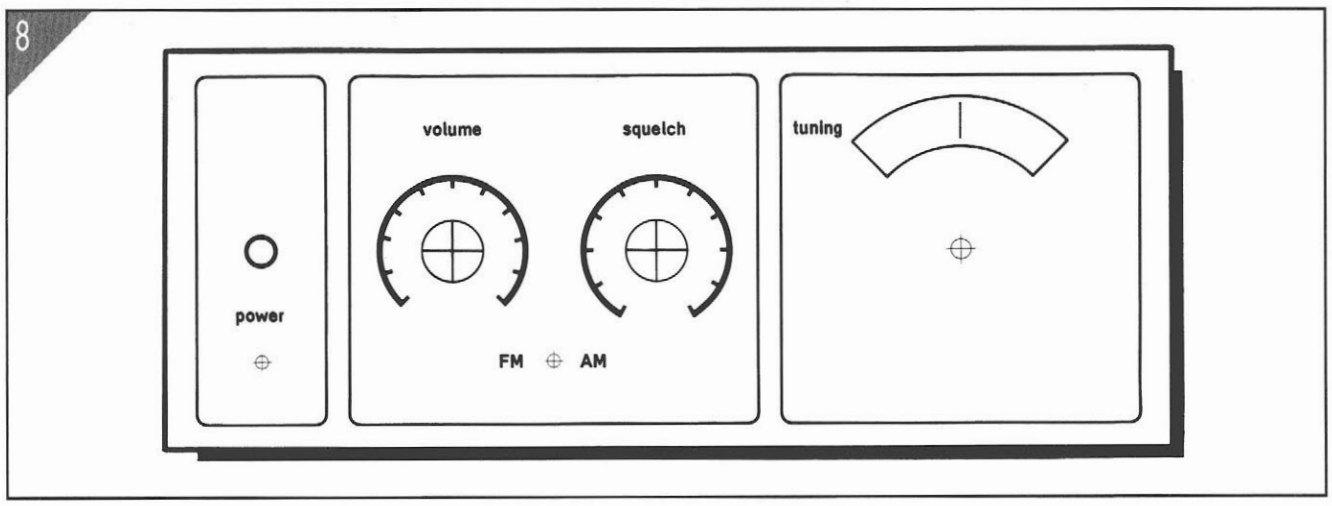
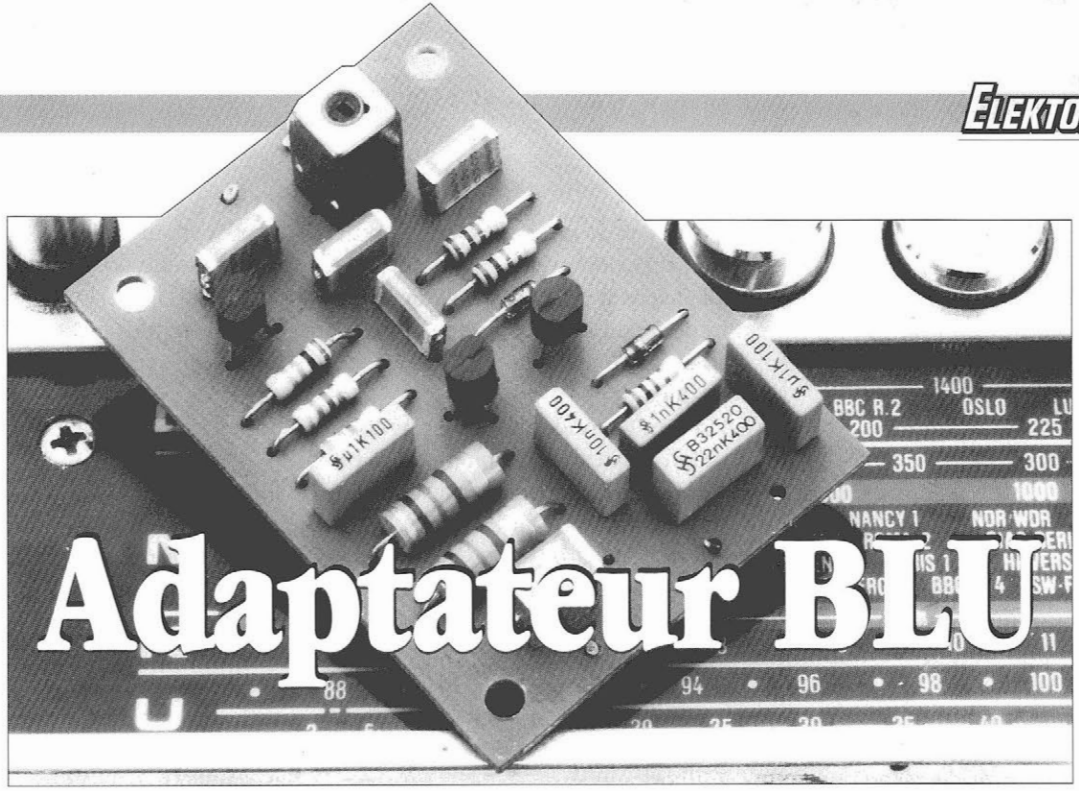


Figure 8 : Exemple de face avant pour le récepteur VHF.



Adaptateur BLU

Avec un peu de patience, on peut trouver, sur la bande des Ondes Courtes quelques émetteurs extrêmement intéressants. Outre les stations trafiquant en modulation d'amplitude (AM vient de l'anglais «amplitude modulation»), on trouve certains émetteurs utilisant la modulation en Bande Latérale Unique (BLU ou SSB pour «single side band»). L'adaptateur simple que nous vous proposons ici permet d'utiliser un récepteur Ondes Courtes dépourvu de circuit de démodulation pour la BLU pour capter des émetteurs travaillant dans ce mode de transmission.

Dotez votre récepteur O. C. de la Bande Latérale Unique

Il existe mille et une manières (enfin, presque...) pour transmettre, via les ondes radio, une information quelle qu'elle soit (qu'il s'agisse de musique, de parole, de morse ou de télétype –pour ne citer que les plus connues). La différence réside principalement dans la technique adoptée pour "accoupler" l'information à la porteuse à haute fréquence (HF).

Les procédés de modulation les plus courants sont la modulation de fréquence (FM) et la modulation d'amplitude (AM). Un autre processus de modulation très performant, moins connu mais cependant très populaire parmi les radioamateurs, est la modulation en bande latérale unique (BLU). Son avantage primordial est de permettre l'utilisation de la quasi-totalité de la puissance disponible en sortie de l'émetteur pour la transmission de l'information. Essayons de comprendre ce qui se cache sous l'acronyme de BLU.

Porteuse et bandes latérales

Lorsque l'on veut transmettre une information à longue distance sans liaison physique entre le point de départ et celui d'arrivée, il faut engendrer un champ électromagnétique à haute fréquence qui remplacera le lien physique (visible) manquant. Ce champ électromagnétique est communément appelé onde ou radio (on parle de communiquer par radio ou d'envoyer un message sur les ondes, par exemple), mais nous préférerons utiliser le terme (onde) porteuse ou porteuse HF. Pourquoi cette appellation ? Parce que, comme l'indique très justement son nom, ce champ électromagnétique va "porter" l'information à son destinataire, c'est-à-dire le récepteur de...radio. Voici donc trouvé un moyen d'établir la liaison entre celui qui a un message à faire parvenir et celui qui voudrait bien le recevoir. Pour l'instant ce moyen est toujours vide de sens, ce n'est qu'une porteuse qui ne porte rien. Il faut à présent associer l'information à transmettre à cette porteuse : nous dirons que nous allons moduler notre porteuse HF par le message à transmettre, qui est le plus souvent un signal BF, de la parole, de la musique, des signaux de télétype, etc. Il existe plusieurs méthodes ou types de modulation. Ce sont la modulation d'amplitude et la modulation de fréquence, mais aussi la modulation en bande latérale unique. Mais avant de parler plus précisément de (dé)modulation en bande latérale unique, nous allons commencer par nous intéresser à un signal modulé en amplitude, pour la simple et bonne raison qu'un signal modulé en BLU en est un proche parent.

La **figure 1** montre la forme d'un signal AM. L'amplitude de la porteuse –qui est une tension de fréquence élevée– est à chaque instant fonction de l'amplitude du signal d'information –qui est une tension de fréquence beaucoup moins éle-

vée. Si nous relions les crêtes d'une porteuse modulée, nous obtenons une courbe dont la forme est celle de ce signal d'information. En d'autres termes l'information est combinée à la porteuse. Il existe une seconde façon de s'imaginer un signal AM : la formulation mathématique. En voici la description exacte.

Posons :

U_p = amplitude de la porteuse,

F_p = fréquence de la porteuse,

m = amplitude relative du signal modulant ou taux de modulation, compris entre 0 et 100 %,

F_i = fréquence de ce signal.

Le signal représenté en **figure 1**, c'est-à-dire le signal résultant de la modulation en amplitude d'une porteuse de fréquence F_p et d'amplitude U_p par un signal d'information de fréquence F_i avec un taux de modulation m se décrit mathématiquement sous la forme suivante :

$$U_{am}(t) = U_p \sin 2\pi F_p t + 0{,}5\, m\, U_p \sin 2\pi (F_p + F_i)\, t + 0{,}5\, m\, U_p \sin 2\pi (F_p - F_i)\, t.$$

On constate que le signal AM se compose de trois parties.

La première, $U_p \sin 2\pi F_p t$, représente la porteuse de fréquence F_p et d'amplitude constante U_p. Les deux autres composantes du signal AM présentent de fortes similitudes : elles contiennent toutes deux le facteur $m\,U_p$ dans lequel m représente la grandeur du signal d'information. La différence entre ces deux facteurs se trouve au niveau de la fréquence. La première fréquence est égale à la somme de la fréquence de la porteuse et de la fréquence de l'information, la seconde est égale à leur différence.

La **figure 2a** donne la représentation graphique de la situation : on y retrouve la fréquence et la puissance des trois composantes (la porteuse, la fréquence somme et la fréquence différence) du signal AM. Pour ce graphique, nous avons supposé que la porteuse n'était modulée que par une seule fréquence. S'il s'agit maintenant d'étendre notre raisonnement à la transmission de musique ou de parole, par exemple, on se trouvera tout simplement en présence de plusieurs signaux de fréquences et d'amplitudes différentes superposés, et nos déductions seront toujours valables. Ce que l'on obtient dans ces conditions n'est plus un simple composé de trois fréquences (fréquence porteuse, fréquence somme et fréquence différence), mais toute une série de fréquences représentées sous la forme de deux blocs disposés de part et d'autre de la porteuse. Cette situation est schématisée par la **figure 2b.**

Ces deux blocs sont appelés respectivement bande latérale inférieure (celle qui contient toutes les fréquences différence) et bande latérale supérieure (celle qui contient toutes les fréquences somme). L'ensemble formé par ces deux blocs et la fréquence porteuse représente ce qui est appelé le spectre du signal émis. Un coup d'œil rétrospectif à la formule donnée plus haut nous permet de voir que la bande latérale inférieure est rendue sous la forme : $m\,U_p \sin 2\pi (F_p - F_i)\, t$.

Cette bande latérale contient tous les éléments concernant l'amplitude (m) et la fréquence (F_i) de l'information. La bande latérale supérieure, de la forme : $m\,U_p \sin 2\pi (F_p + F_i)\, t$,

contient également ces mêmes éléments m et F_i. La porteuse, de la forme : $U_p \sin 2\pi F_p t$,

ne comporte pas la moindre information et nous pouvons dès lors conclure qu'il suffit de transmettre une seule

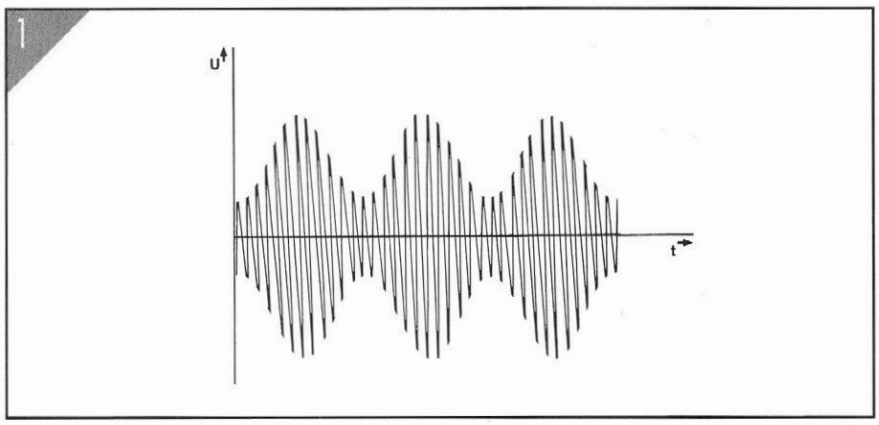


Figure 1. Voici la forme que prend un signal AM, dans le cas d'une porteuse HF modulée par un signal BF sinusoïdal.

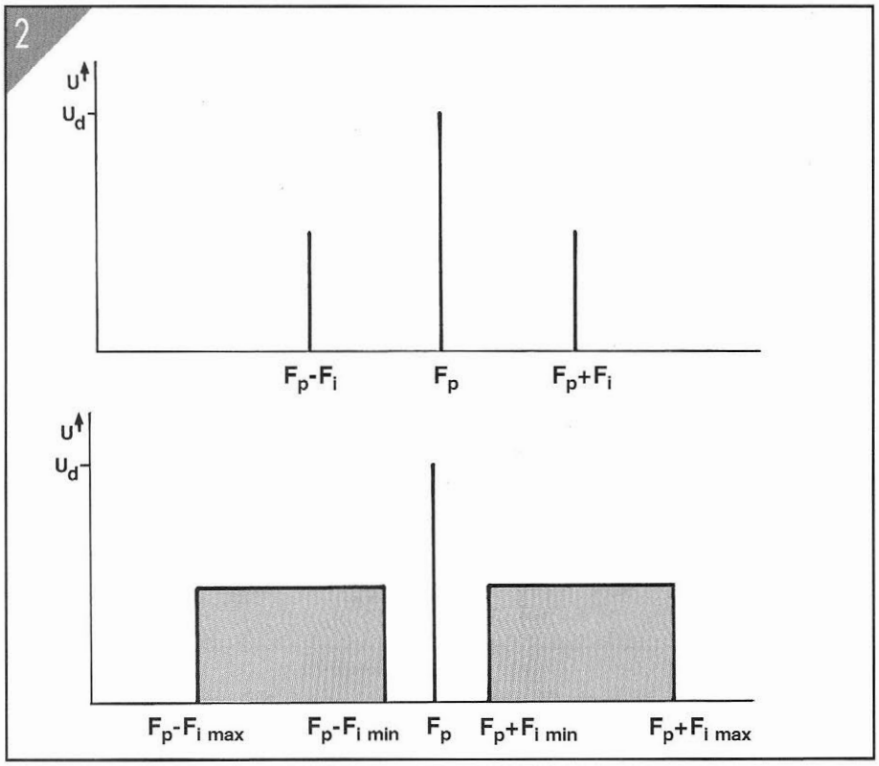


Figure 2. Spectre des fréquences d'un signal AM.

bande latérale pour pouvoir reconstituer l'information complète à la réception. Ceci est parfaitement réalisable, puisqu'une bande latérale n'est rien d'autre qu'un ensemble de fréquences HF proches les unes des autres. On pourra également dire qu'il s'agit d'une émission à spectre de fréquence limité ou étroit.

Si nous réalisons un émetteur de sorte qu'il n'émette qu'une seule bande latérale, nous disposons d'un émetteur BLU. Ce n'est pas le fait qu'une bande latérale suffise à la transmission de l'information qui nous a fait opter pour l'émission d'un signal BLU, car tant la modulation (dans l'émetteur) que la démodulation (côté récepteur) sont plus difficiles à mettre en œuvre qu'en AM. L'avantage primordial de la modulation BLU est une utilisation maximale de la puissance de l'émetteur. Dans le cas d'un signal AM, la moitié (si ce n'est davantage) de la puissance de l'émetteur est rayonnée en pure perte par la porteuse, puisqu'elle ne véhicule aucune information. La moitié de la puissance restante est appliquée à chacune des bandes latérales, qui transmettent toutes deux, donc en double exemplaire, l'information désirée. Le résultat final est facile à comprendre : seul le quart de la puissance émise en AM est vraiment nécessaire à la transmission d'un message quelconque. Si maintenant nous reprenons ce même raisonnement dans l'autre sens, cela revient à dire qu'il suffit de concentrer TOUTE la puissance de l'émetteur dans UNE SEULE bande latérale pour continuer à transmettre le même message avec QUATRE FOIS plus d'efficacité. Nous avons inventé la transmission en Bande Latérale Unique. Il devient ainsi possible d'atteindre des distances de transmission considérables avec un émetteur de puissance relativement faible.

La réception

La réception d'un émetteur BLU n'est pas un problème en soi, puisqu'un récepteur conçu pour la réception d'une bande de fréquences donnée peut capter n'importe quel signal dans cette bande de fréquences. Le problème se situe au niveau de la démodulation du signal BLU, processus plus complexe que la démodulation d'un signal AM. La plupart des récepteurs dotés d'une gamme OC s'en sortent parfaitement quand il s'agit de démoduler un signal AM ; mais une émission BLU nous parvient sous la forme d'un gargouillis incompréhensible. Il n'y a pas trente six solutions : il nous faut un adaptateur.

Lors de la définition du principe de ce montage, nous avons supposé qu'il nous suffisait d'ajouter la porteuse et la bande latérale supprimées au signal BLU pour reconstituer un signal AM complet. Puisque le récepteur décale tous les signaux reçus vers la moyenne fréquence (ou fréquence intermédiaire), c'est à ce niveau que nous allons intervenir. À l'aide d'un oscillateur, nous allons produire une porteuse dont la fréquence sera identique à celle de la fréquence intermédiaire du récepteur. Le mélange de cette "porteuse artificielle" avec le signal BLU va produire la bande latérale manquante, et le récepteur sera maintenant capable de démoduler ce signal AM ressuscité.

L'électronique de l'adaptateur

L'électronique de l'adaptateur est représentée en **figure 3**. L'oscillateur est la partie du schéma située à gauche du condensateur C5. Sa fréquence, définie par le réseau oscillant que constituent le condensateur variable C1 et la self variable L1, doit être de l'ordre de 455 kHz. On notera qu'il existe des récepteurs qui travaillent à une fréquence intermédiaire différente (consultez la fiche technique et, si nécessaire, adaptez la fréquence de l'oscillateur).

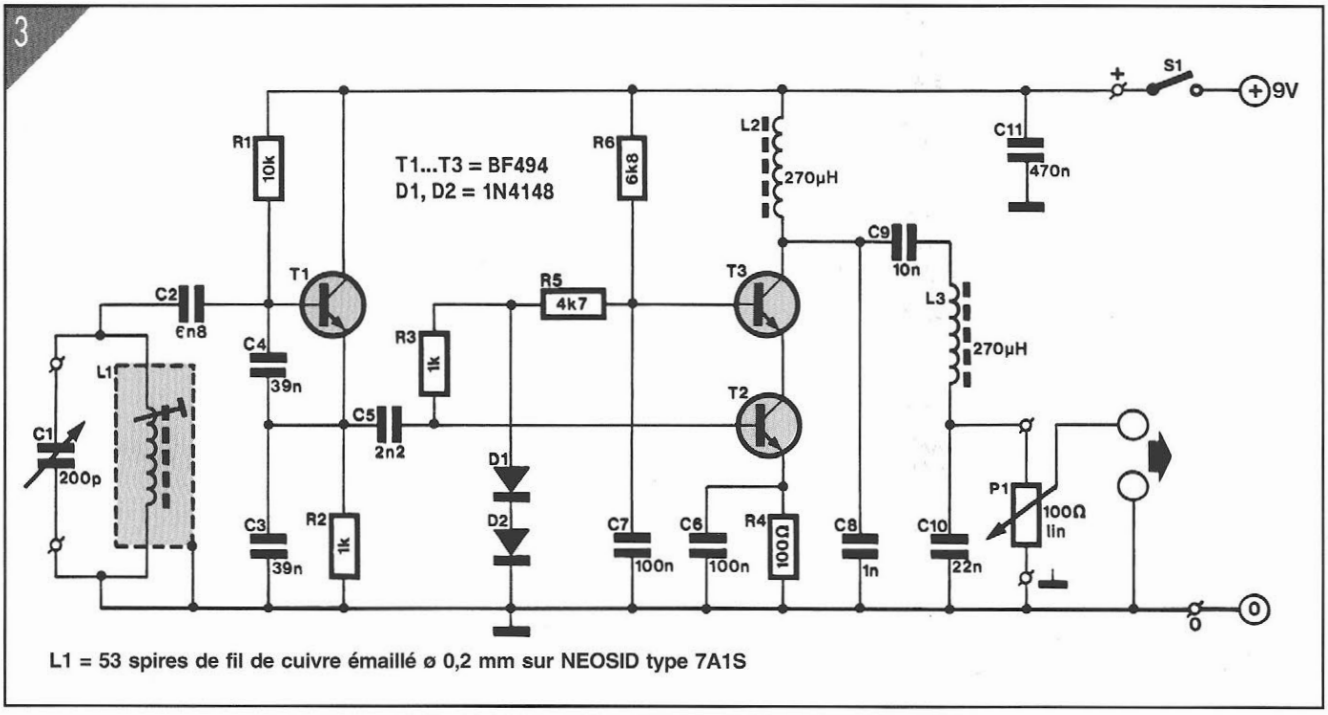


Figure 3. L'électronique de l'adaptateur BLU se distingue par sa grande simplicité.

Le signal disponible à la sortie de l'oscillateur est appliqué à un amplificateur basé sur les transistors T2 et T3 montés en cascode, type de montage qui présente les avantages d'un transistor unique mais dotés de bien meilleures caractéristiques HF.
On trouve ensuite un filtre constitué par les selfs L2 et L3 et les condensateurs associés. Le potentiomètre P1 permet d'ajuster le niveau du signal de sortie.
Le mélange du signal de l'oscillateur avec le signal BLU se fait selon une technique typiquement HF : on enroule une ou deux spires de fil de câblage autour du récepteur et l'on connecte les extrémités de cette "self" à la sortie de l'adaptateur BLU.

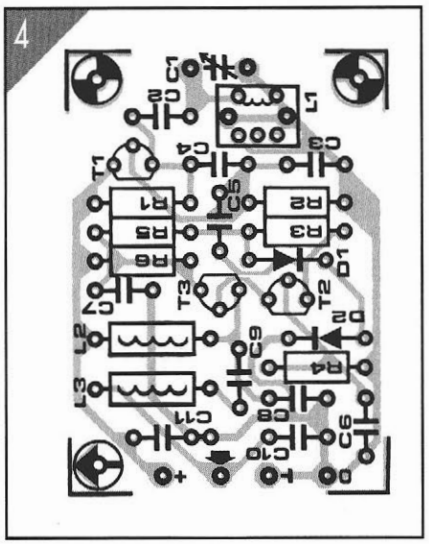


Figure 4. L'implantation des composants de l'adaptateur BLU.

Réalisation et réglages

La **figure 4** donne l''implantation des composants d'une platine à réaliser soi-même. Le dessin des pistes est représenté dans les pages centrales de ce magazine. La self L1 est à réaliser sur un noyau Néosid du type 7AlS selon les indications de la **figure 5.** Commencez par visser le noyau de ferrite (3) avec un tournevis et les précautions d'usage -ce matériau est fragile- à l'emplacement prévu dans le corps de plastique (4). Bobinez ensuite 53 spires serrées -sous peine de ne plus pouvoir mettre en place le capot de ferrite (2)- de fil de cuivre émaillé de 0,2 mm de section sur le corps de la self. Comme le montre la **figure 4**, les deux extrémités de la bobine ainsi réalisée sont soudées aux deux broches situées du même côté du corps en plastique. Ensuite, on met en place le capot de ferrite avant de "chapeauter" le tout au moyen du blindage en tôle (1). Une fois l'ensemble mis en place, effectuer les sept soudures nécessaires. Avant de procéder au réglage, mettre le condensateur ajustable à mi-course, et le potentiomètre P1 au maximum. Connecter les extrémités de la self effectuée autour du récepteur à la sortie de l'adaptateur BLU. Accordez le récepteur sur une station AM quelconque, puis appliquez la tension d'alimentation au montage. Pour peu que vous ayez de la chance, le récepteur devrait se mettre à siffler. Si ce n'est pas le cas, il faudra jouer sur la position du condensateur variable jusqu'à obtenir ce sifflement et le dépasser. Lorsque le sifflement a cessé, la self est correctement réglée. On peut maintenant partir à la recherche d'une station BLU. Coupez momentanément l'adaptateur et recherchez une station émettant en BLU. Avec un peu d'habitude, vous les aurez vite repérées : elles émettent un signal incompréhensible, qui n'a pas la régularité d'un signal de transmission de données (télétype, fac-similé, signaux d'informatique), mais dont on devine qu'il s'agit d'un signal de parole. Dès que la syntonisation sur l'émetteur donne le maximum de signal, remettez l'adaptateur en fonction.
Par action sur le condensateur C1, déplacez la porteuse produite par l'adaptateur pour la positionner à l'emplacement correct dans le spectre de fréquences. En fonction de la bande latérale émise par la station captée, il faudra placer la porteuse soit à droite de la bande latérale, soit à sa gauche (**figure 2b**). Jouer sur la position de C1 jusqu'à ce que le signal soit à peu près compréhensible ; ne soyez pas déçu si vous n'obtenez pas la limpidité d'un signal Hi-Fi, même les récepteurs de haut de gamme (et de prix) ont des problèmes de ce côté-là. En BLU une voix humaine présente toujours une similitude plus ou moins forte avec la voix de Donald Duck.

LISTE DES COMPOSANTS de l'ADAPTATEUR BLU

• Résistances :
R1 = 10 kΩ
R2, R3 = 1 kΩ
R4 = 100 Ω
R5 = 4,7 kΩ
R6 = 6,8 kΩ
P1 = 100 Ω lin.

• Condensateurs :
C1 = 200 pF var.
C2 = 6,8 nF
C3, C4 = 39 nF
C5 = 2,2 nF
C6, C7 = 100 nF
C8 = 1 nF
C9 = 10 nF
C10 = 22 nF
C11 = 470 nF

• Semi-conducteurs :
D1, D2 = 1N4148
T1 à T3 = BF494

• Divers :
L1 = 53 spires de fil de cuivre émaillé de 0,2 mm sur corps Néosid 7A1S
L2, L3 = 270 µH
S1 = interrupteur simple (M/A)

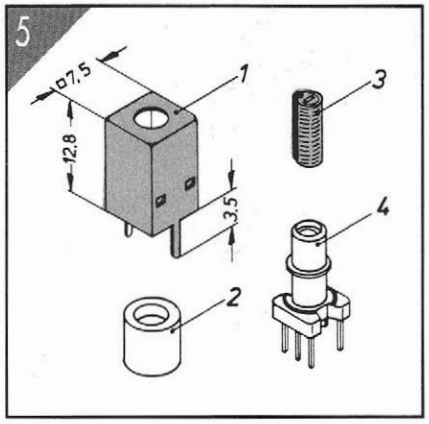
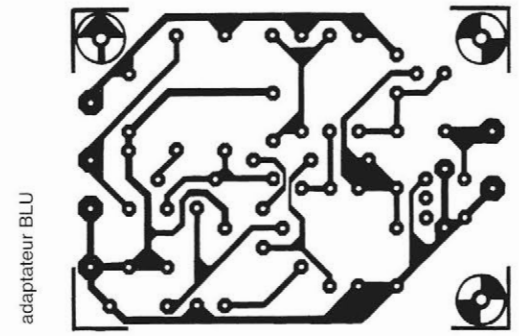
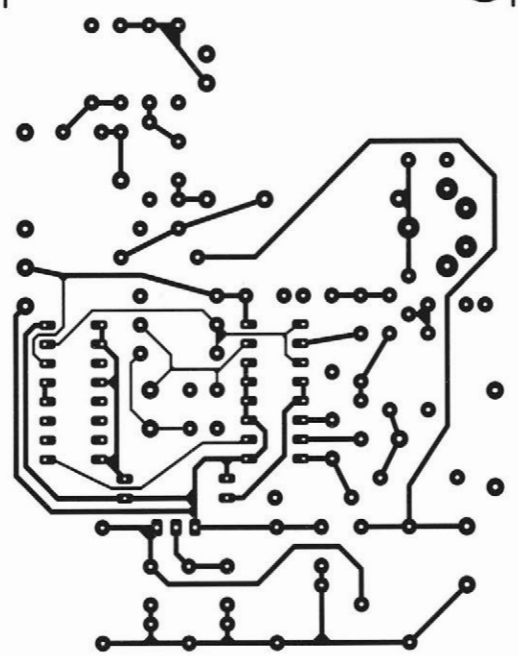


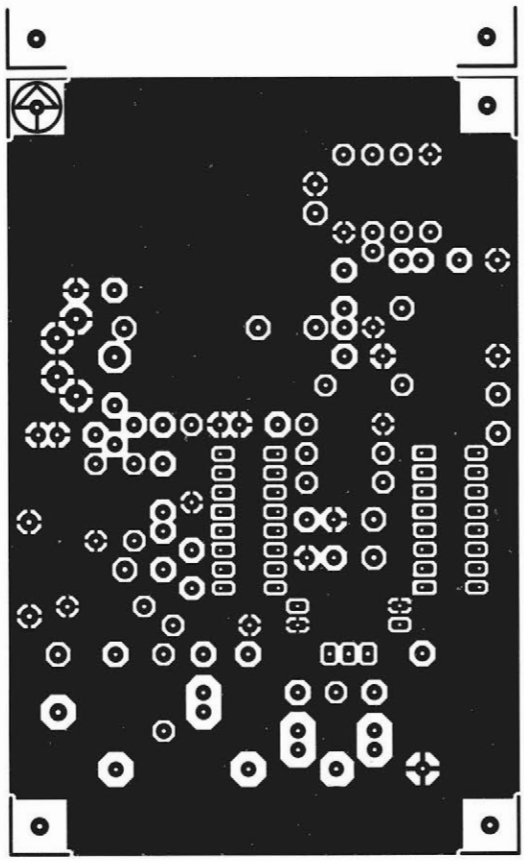
Figure 5. Vue éclatée de la self L1 avant mise en place du fil de cuivre. On y reconnaît le blindage (1), le capot de ferrite (2), le noyau à visser (3) et le corps proprement dit (4).

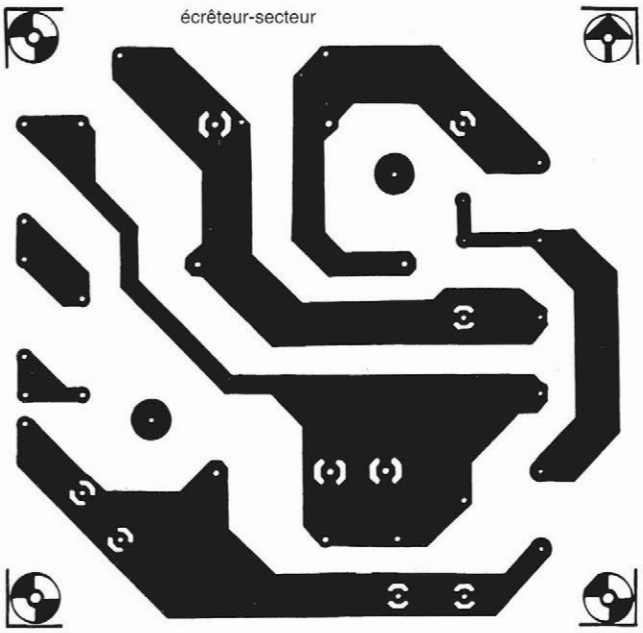


adaptateur BLU

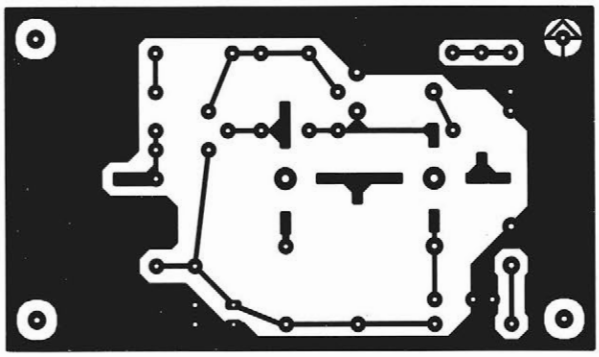


générateur HF étalon

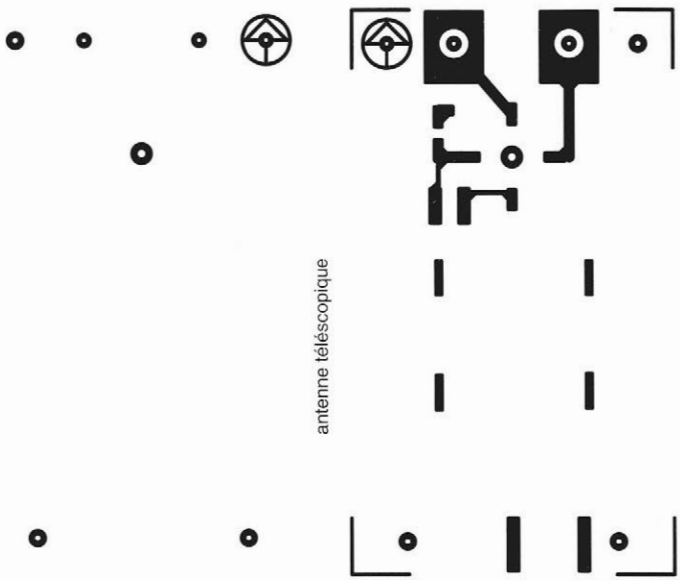




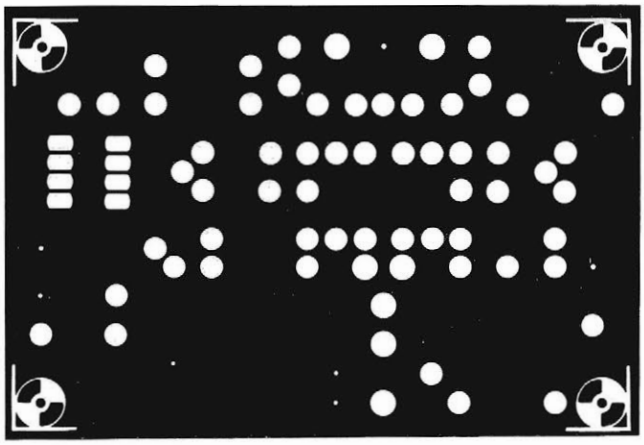
écrêteur-secteur



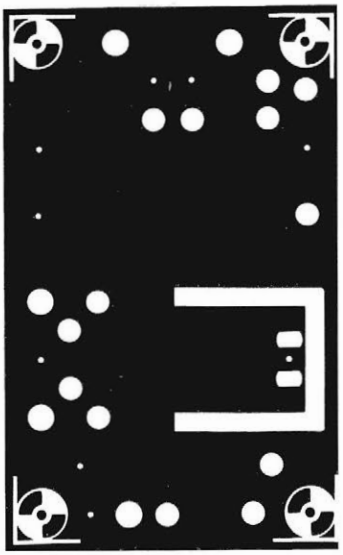
antenne active à large bande

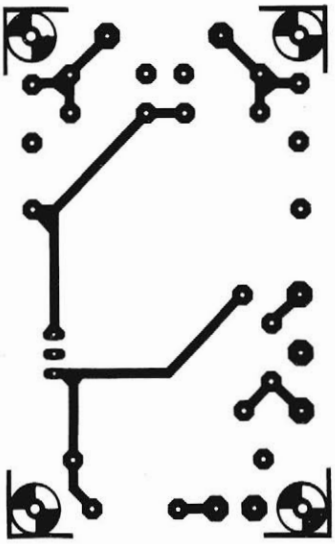


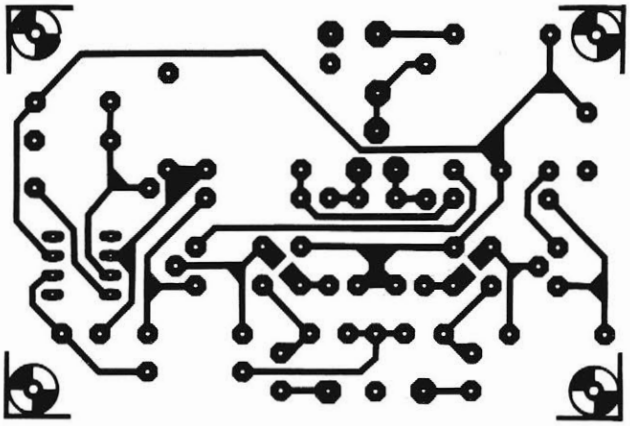
antenne téléscopique

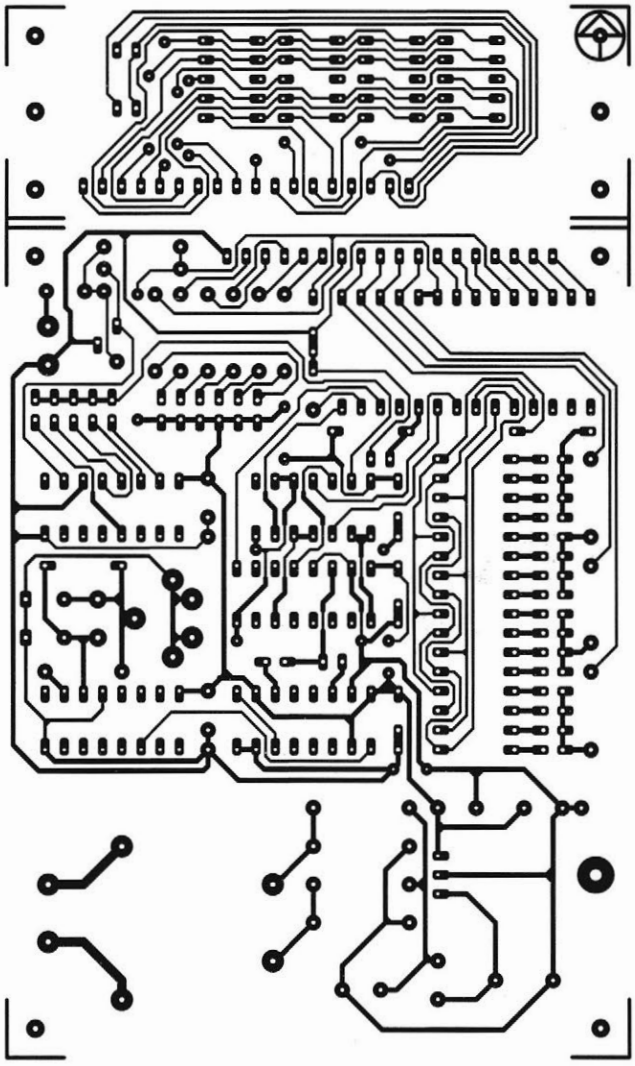


antenne active symétrique

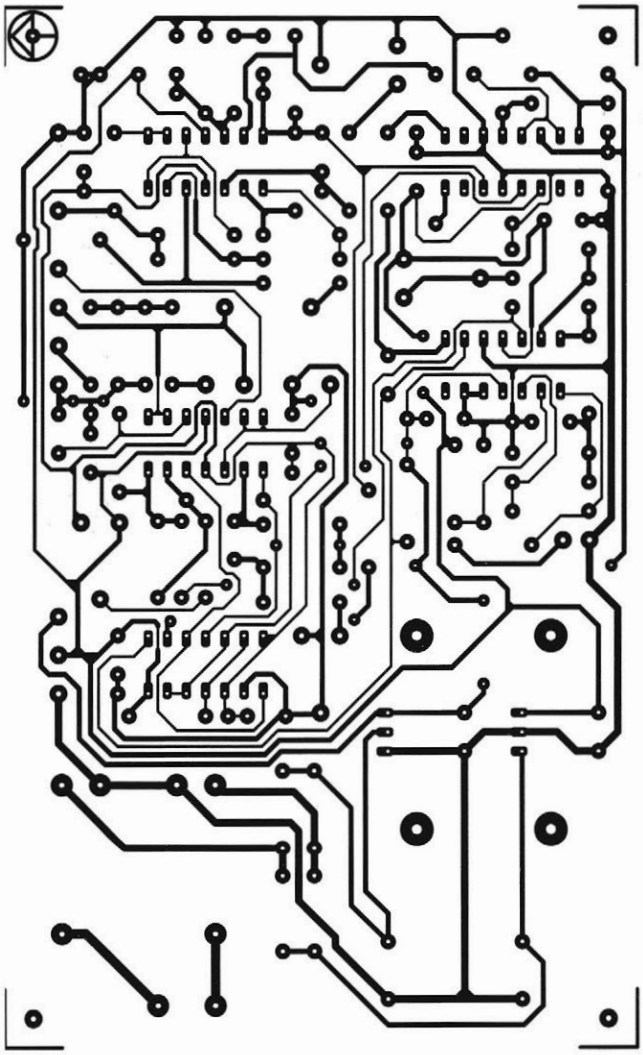




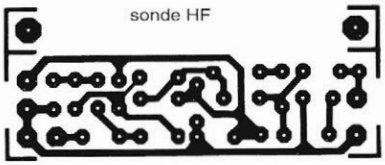




affichage numérique

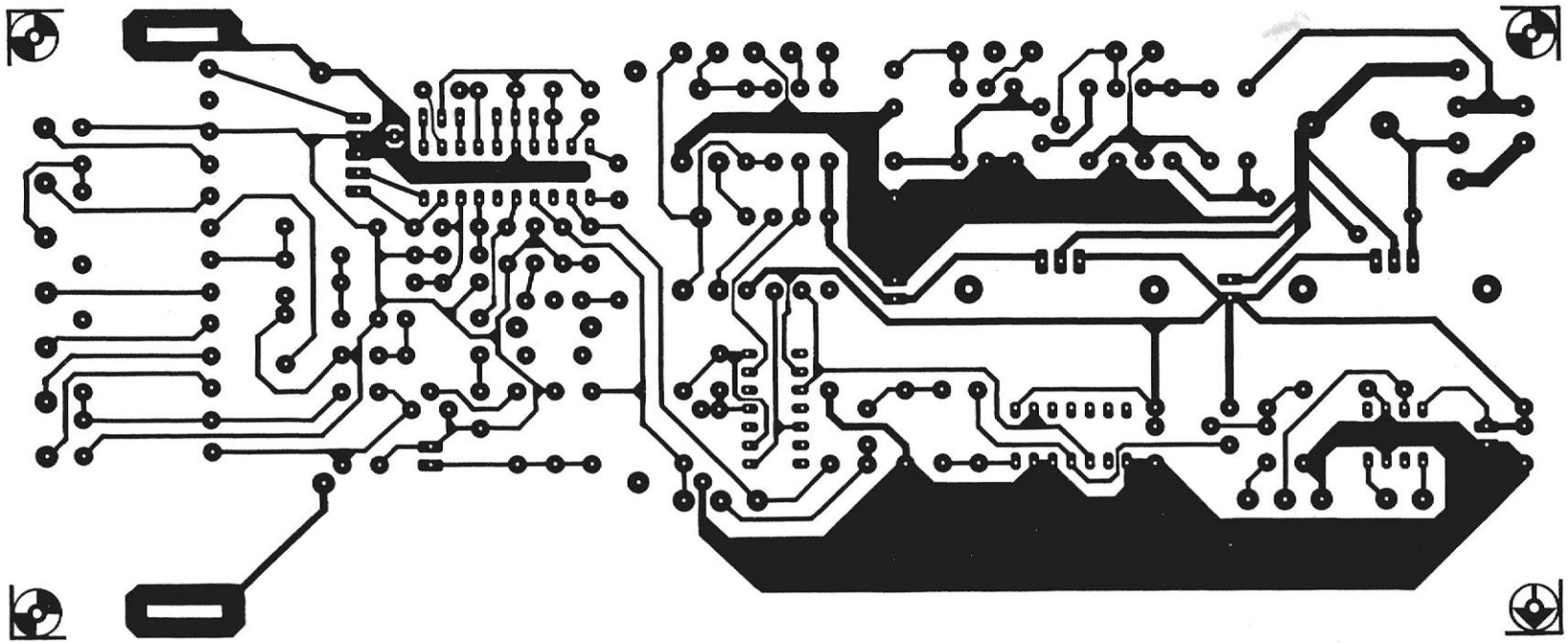


LC MÈTRE

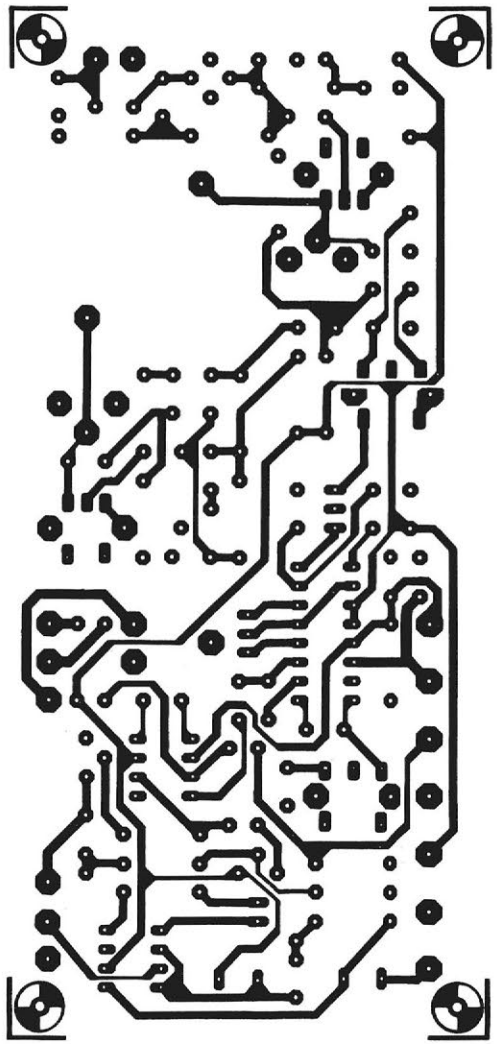


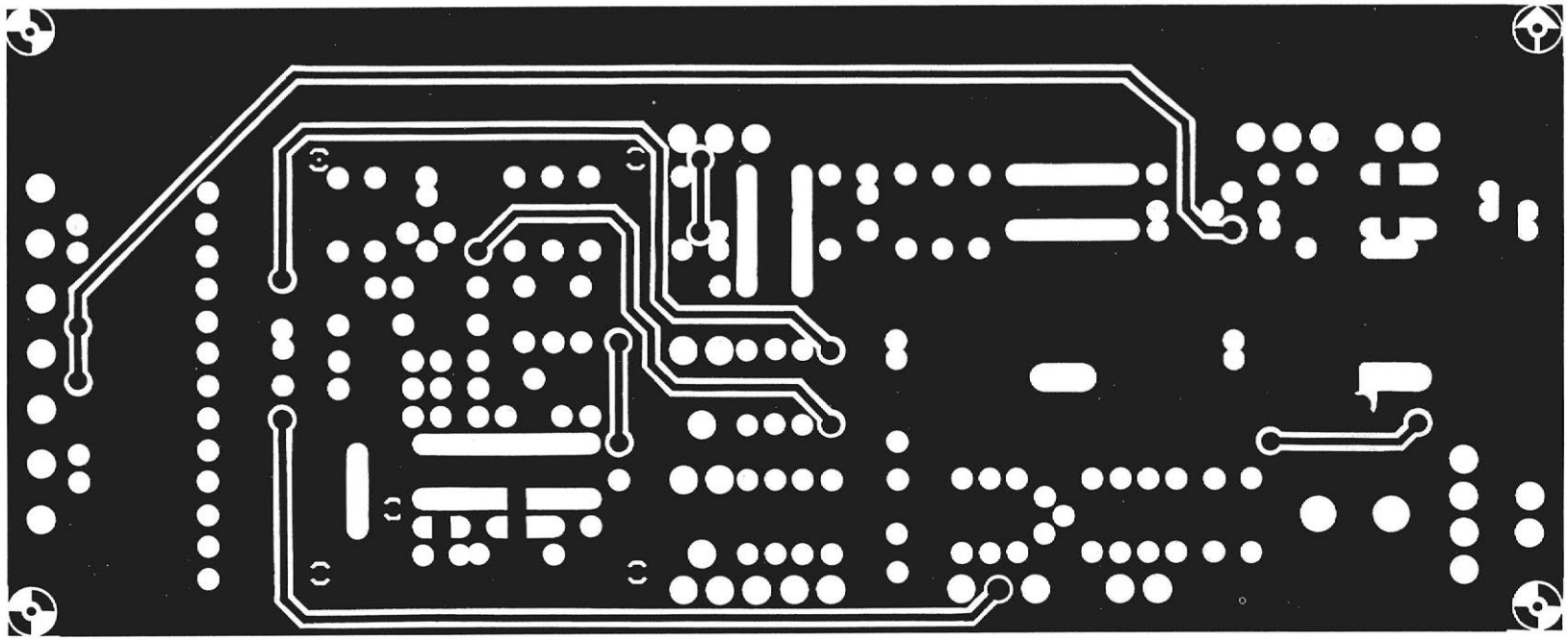
sonde HF

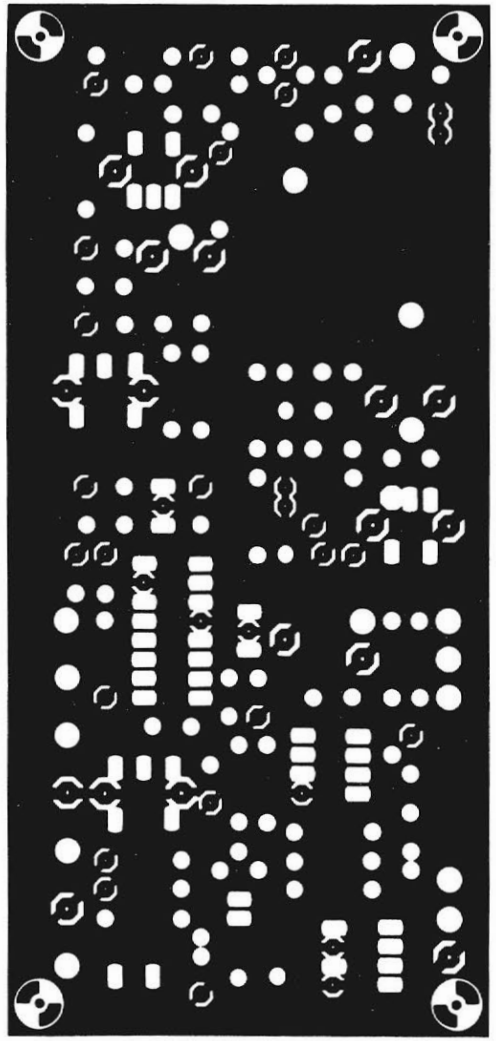
affichage numérique



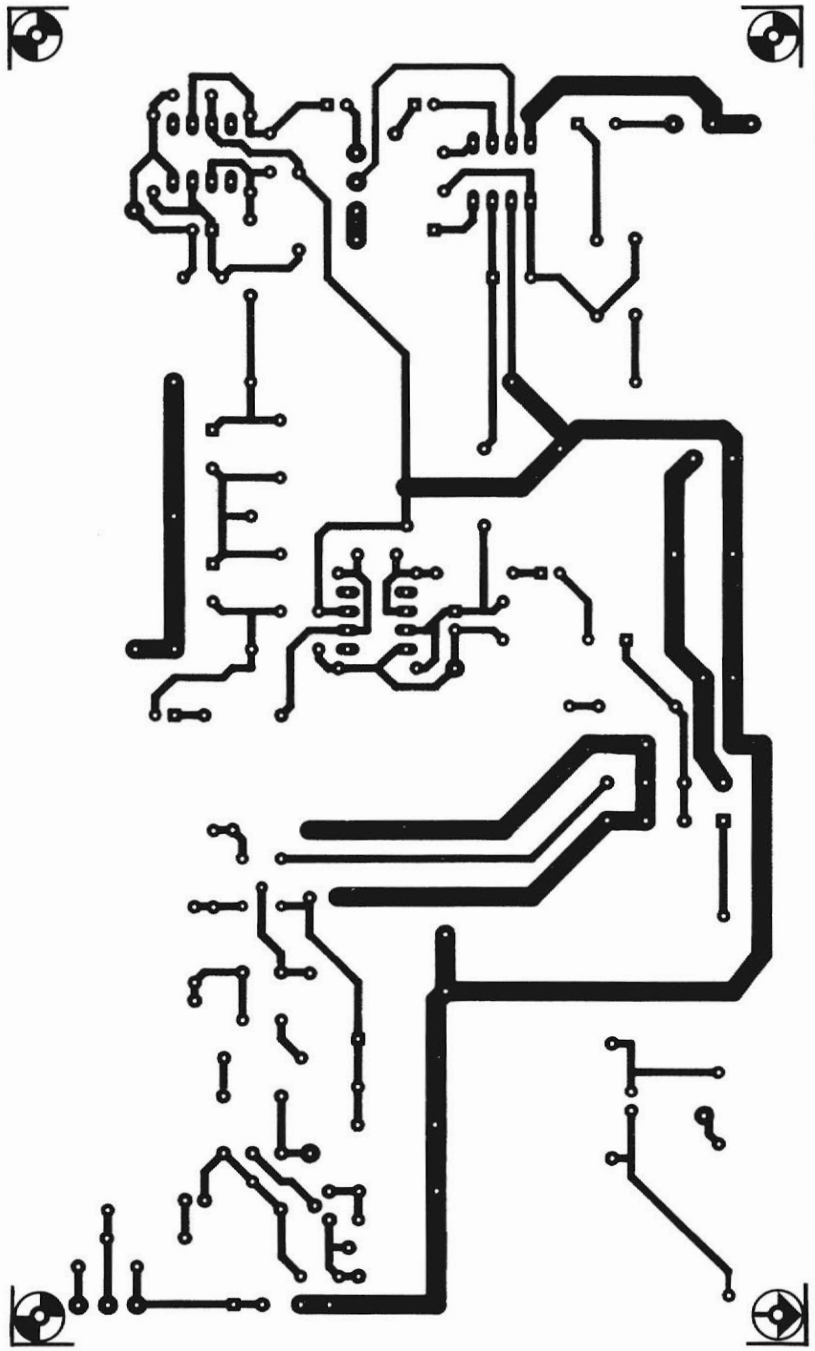
récepteur AM/FM

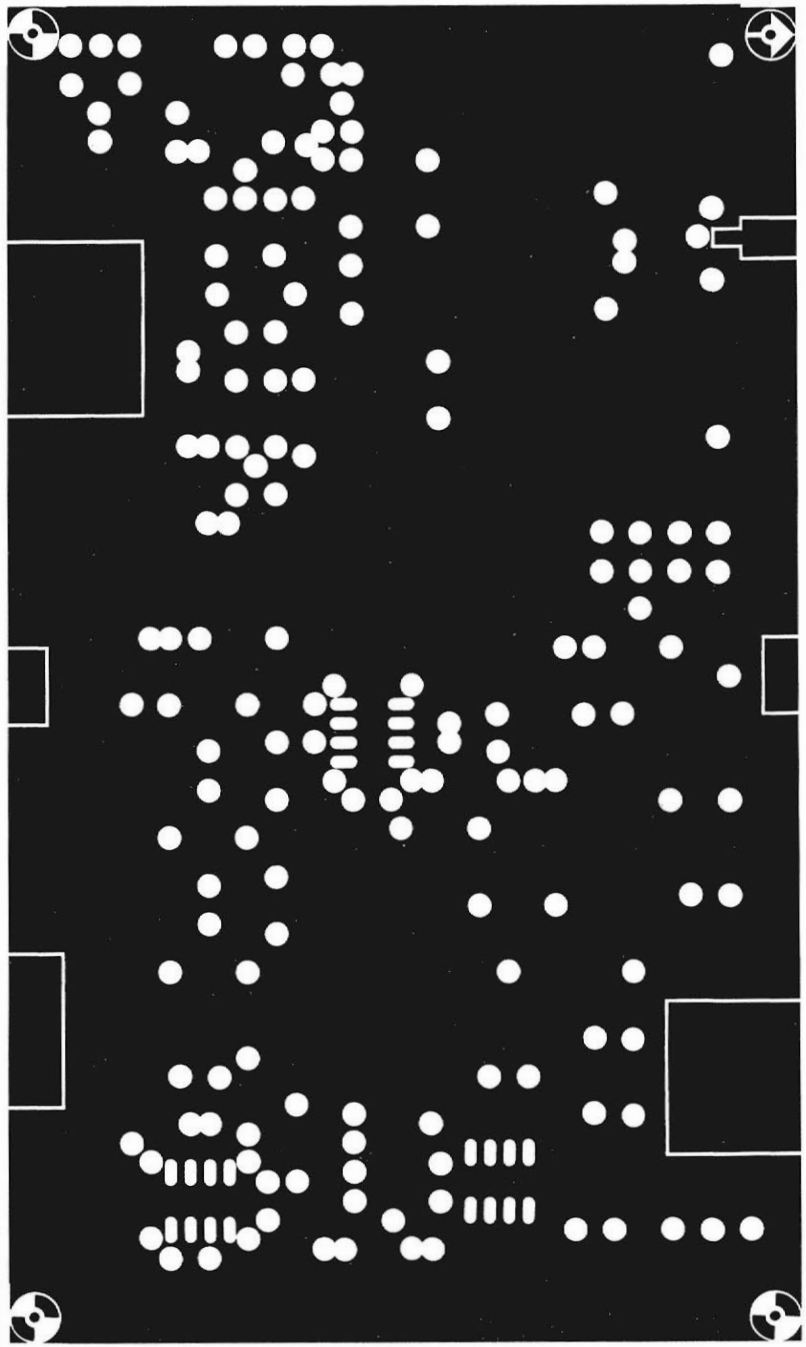


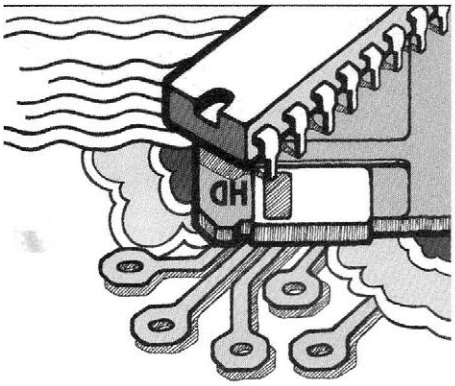




récepteur AM/FM







PUBLITRONIC SERVICE

Il existe, pour certains schémas parus dans le mensuel ELEKTOR des circuits imprimés de qualité professionnelle, gravés, percés et sérigraphiés. PUBLITRONIC diffuse ces platines ainsi que des Faces-Avant (film plastique) signalées par l'adjonction de la lettre F au numéro de référence. On trouvera ci-après, les références et prix des circuits et faces-avant des derniers numéros d'ELEKTOR. Les prix sont donnés en francs français, TVA incluse. Ajoutez les frais de port (5 FF par circuit jusqu'à 5 pièces, puis forfait de 30 FF à partir du 6e). Utilisez le bon en encart, ou passez par Minitel (3615 + Elektor – mot-clé = PU, 1.01F/mn). Pour certains montages, PUBLITRONIC fournit un composant spécifique (EPROM programmée par exemple); celui-ci est mentionné dans la liste ESS. Exception faite de ces composants, PUBLITRONIC ne fournit pas de composants électroniques. Il appartient au client de s'assurer auparavant de la disponibilité de tous les composants nécessaires au montage dont il envisage la réalisation. Certains circuits et logiciels, plus anciens et identifiés à l'aide d'un '•', sont encore disponibles, mais **en quantité limitée**. La majorité des logiciels sont fournis par PUBLITRONIC avec leur support : mention «disquette» ou «composant compris» (EPROM, GAL, PAL, ST062 etc). Le tarif indiqué est doncdans ce cas celui du composant et de sa programmation. Lorqu'il est indiqué «à envoyer», il faut emballer convenablement le composant vierge et l'envoyer à Publitronic qui le programmera (dans le cas d'une 2716 ne pas envoyer de 2716 de chez Texas Instruments).

1991

F154: MARS 1991

• posemètre d'agrandissement multi-points	900041	118,60
analyseur logique pour IBM et Atari-ST: la sonde	900094-3	53,00
• wattmètre efficace : le convertisseur	910011-1	70,40
• l'affichage	910011-2	45,80
• face avant plastifiée autocollante	910011-F	104,80
• préamplificateur MC haut de gamme	910016	115,20

F155: AVRIL 1991

SIMCAD	910042	130,20
module thermomètre pour la carte multifonction	900124-3	47,00
logiciel (disquette 5" 1/4 comprise)	*ESS–1554*	*84,00*
changeur de programme MIDI	900138	73,60
programmation de l'EPROM 2764 (à envoyer)	*ESS–5964*	*75,00*
convertisseur pour la bande des 6 mètres	910010	125,80

F156: MAI 1991

• leurre pour sortie Centronics	910030	48,40
interface de bus universelle pour PC	910046	117,80
digitaliseur N&B pour Archimède	910053	246,00
logiciel sur disquette 3" 1/2 comprise	*ESS–1594*	*120,00*

F157: JUIN 1991

phasemètre numérique : face avant plastifiée	910045-F	129,20
carte d'E/S ATF	910029	266,80

F158: JUILLET/AOÛT 1991

• émulateur de 2764	904099	54,60
• voltmètre numérique	914005	61,80
• pont de Wien à alimentation symétrique	914007	43,60
• relais de sécurité électronique	914008	40,80
• carte d'extension de bus pour PC	914030	130,20
• interrupteur 220 V esclave Version 2.0	914072	70,40
• séparateur de signaux de synchronisation	914077	46,80
• commutateur souris-manche automatique	914078	43,60
• interface téléphonique	914079	46,80

F159: SEPTEMBRE 1991

horloge en temps réel pour Atari-ST	910006	68,00
limiteur de pertes universel	910071	46,80
générateur de fonctions numérique		
platine principale	910077-1	236,00
face avant plastifiée autocollante	910077-F	115,40

F160: OCTOBRE 1991

générateur de fonctions numérique		
platine du convertisseur sinusoïdal	910077-3	162,60
platine du formateur rectangle/triangle	910077-4	133,20
télégradateur : C.I. principal + affichage	910098-1/2	161,40
C.I. du récepteur	910098-3/4/5	115,80
LFA-50 'Optim-A' : ampli de tension	880092-1	87,20
ampli de courant	880092-2	79,40
interface de codage temporel pour diaporama		
platine principale	910055	264,20
platine de l'affichage à 6 digits	87291-9a	34,40
face avant plastifiée autocollante	910055-F	94,80
logiciel (disquette 5" 1/4 comprise)	*ESS–1614*	*84,00*

F161: NOVEMBRE 1991

LFA-50 'Optim-A' : platine de la protection	880092-3	73,60
platine de l'alimentation auxiliaire	880092-4	75,40
encrypteur/décrypteur audio	910105	112,40

F162: DÉCEMBRE 1991

module hygromètre		
pour la carte multi-fonction pour PC	900124-2	41,20
carte d'expérimentation pour IBM-PC & compatibles	910049	231,60
fréquencemètre BF : préampli/alimentation	910149-1	53,80
compteur/afficheur	910149-2	70,60

1992

F163: JANVIER 1992

thermomètre à thermocouple	910081	93,60
interface I2C pour PC	910131-1	156,80
amplificateur de mesure universel:		
platine principale + affichage	910144	146,80
face avant autocollante	910144-F	96,00
alimention à découpage	920001	49,40
relayeur de signaux MIDI par fibre optique	920014	67,20

F164: FÉVRIER 1992

commutateur audio/vidéo électronique	910130	127,80
convertisseur A/N-N/A pour I²C	910131-2	68,20
(disquette 5" 1/4 comprise)	*ESS–1674*	*84,00*
prédiviseur 1,3 GHz	914059	52,80
convertisseur RS-232-A/N	920010	80,00
(disquette 5" 1/4 comprise)	*ESS–1694*	*84,00*
témoin d'écrêtage	920016	61,00
émulateur de 8751	920019	130,80
EPROM 2764 + disquette 5" 1/4 comprises	*ESS–6054*	*180,00*
(la disquette n'est pas vendue séparément)		

F165: MARS 1992

« mini-Z80 », monocarte à Z80	910060	116,60
générateur HF étalon	920003	93,20
module à afficheurs pour le bus I2C	920004	52,40
L/C-mètre:		
platine principale	920012	96,00
face avant autocollante	920012-F	124,40
UNIVOLT, alimentation compact	920021	80,80

F166: AVRIL 1992

extension de RAM pour « mini-Z80 »	910073	24,00
« booster » pour Centronics	910133	65,40
générateur rectangulaire miniature	910151	56,20
module milli-Ω-mètre pour multimètre:		
platine principale	920020	48,80
face avant autocollante	920020-F	77,00
programmateur de GAL	920030	122,20
3 disquettes 5" 1/4 (comprises)	*ESS–1704*	*120,00*

F167: MAI 1992

récepteur FM pour la bande des 2 mètres	910134	113,40
dispatcheur séquentiel de tension secteur	920013	188,20
voltmètre numérique à LCD	920018	52,60

F168: JUIN 1992

carte à opto-coupleurs	910040	140,20
Ultima, la dernière carte à Z80	920002	220,60
logiciel de commande (disq. 5" 1/4 compr.)	*ESS–1714*	*84,00*
2 GAL 16V8 (comprises)	*ESS–6114*	*120,00*
EPROM 27128 (non comprise) BIOS Z80	*ESS–6124*	*75,00*
commutateur automatique pour imprimante	920011	159,40
diapason pour guitare		
circuit imprimé	920033	109,20
face avant autocollante	920033-F	94,80
testeur de lignes RS232	920037	54,00

F169/170: JUILLET/AOÛT 1992

temporisateur de mise sous tension secteur	924055	69,20
horloge parlante pour I²C *(disquette comprise)*	*ESS–1774*	*84,00*
concept d'alimentation simple	924024	53,60
adaptateurs multi-fonction		
pour connecteurs autodénudants	924049	69,60
commande de pompe à eau		
pour chauffage à énergie solaire	924007	78,60
antenne télescopique à large bande	924102	35,80
clavier miniature pour Ultima	924027	135,60
inverseur électron. de sens de circulation	924014	75,20
système à μC-80C552	924071	217,80

F171: septembre 1992

carte à opto-coupleurs	910040	140,20
fréquencemètre de poche		
circuit imprimé + EPROM ESS 6144	920095	285,00
EPROM 27C256 (comprise)	*ESS–6144*	*109,80*
face avant autocollante	920095-F	149,40

F172: OCTOBRE 1992

DiAV (digital AV)		
circuit imprimé + ESS 6174	920022	371,00
EPROM 2764 (comprise)	*ESS–6174*	*112,60*
EPROM 27512, 2 GAL + disquette 3" 1/2 compr.	*ESS–6184*	*300,00*
« The Audio DAC » alimentation	920063-1	92,20
convertisseur N/A	920063-2	205,60
Thermomètre différentiel	920078	58,80
Gradateur à effleurement	920111	50,80
Impériale à 80C535	924046	153,20

F173: NOVEMBRE 1992

Émulateur d'EPROM II	910082	109,20
DiAV (digital AV)		
face avant pour l'unité de F.E.	920022-F	107,60
face avant pour la télécommande	920022-F2	187,40
face avant pour l'unité centrale	920022-F3	279,20
« The Audio DAC » circuit imprimé du bus	920063-3	255,20
face avant plastifiée autocollante	920063-F	108,60
Échantillonneur de son pour AMIGA	920074	74,60
Générateur de signal PAL C.I. + ESS 6214	920129	147,80
GAL 20V8 (comprise)	*ESS–6214*	*90,00*

F174: DÉCEMBRE 1992

Adaptateur TTL/RS-232 « Low Power »	920127	34,20
Antenne active large bande	924101	39,60

1993

F175: JANVIER 1993

tampon imprimante 1/4 Mo encartable	920009	296,80
face avant autocollante	920009-F	80,00
EPROM 2764	*ESS–6044*	*75,00*
«The Current Amp» platine de l'amplificateur	920135-1	186,80
platine du dispositif de protection	920135-2	76,40
HI-TEC, chargeur CdNi à μP (C.I.** + ESS 7074)	920162	247,00
ST62E15 programmé (compris)	*ESS–7074*	*112,60*

F176: FÉVRIER 1993

monocarte de développement à 80x32	920094	176,60
énergiemètre multifonction à 80C535		
(ensemble C.I.** + ESS 6244)	920148	419,80
EPROM 27C256 (comprise)	*ESS–6244*	*112,60*
« Jitter - Killer »	920169	141,60
analyseur de torons:		
platine de l'unité centrale	926085	90,60
platine de l'unité esclave	926084	67,60
platine de la matrice de diodes	926079	185,80

F177: MARS 1993

convertisseur S-VHS/CVBS → RGB	900055	155,40
traceur de courbes de transistors PNP & NPN	920144	93,00
(disquette 3" 1/2 comprise)	*ESS–1784*	*84,00*
carte à relais et/ou opto-coupleurs pour I²C	930004	93,00

F178: AVRIL 1993

isolateur galvanique pour interface RS-232	920138	116,40
wattmètre audio	930018	87,00

F179: MAI 1993

digitaliseur vidéo 24 bits pour PC

ensemble CI + ESS-1834	930007	311,60
(disquette 3"½ comprise)	*ESS-1834*	*120,00*
télécommande IR pour monocarte à 8032/8052		
ensemble CI + ESS-1794	920149	138,40
logiciel (disquette 5"¼ comprise)	*ESS-1794*	*84,00*
sonomètre linéaire	930006	58,20

F180: JUIN 1993

onduleur 12V pour tubes TL	920139	48,40
VU-mètre spectral	920151	125,00
comtoise multi-fonction GM	930020	130,00
ST62T10 (compris) horloge	*ESS-7084*	*112,60*
ST62T10 (compris) minuterie de C.N.	*ESS-7094*	*112,60*
ST62T10 (compris) minuteur de cuisine	*ESS-7104*	*112,60*
alim de labo bi-quadrant		
platine principale	930033	179,80
platine de l'alimentation des modules LCD	920075-1	39,80
face avant autocollante	930033-F	164,00
ext. pour le programmateur de GAL® pour PC	930060	36,80
logiciel (IBM-PC) (disquette 5"¼ comprise)	*ESS-1884*	*105,00*
logiciel (AMIGA) (disquette 3"½ comprise)	*ESS-1844*	*105,00*

F181/182: JUILLET/AOÛT 1993

circuit imprimé universel pour transformateur	934004	50,80
carte à fusible pour bus I²C (ensemble de 4 C.I.)	934016	62,60
décodeur d'affichage universel *(EPROM comprise)*	*ESS-6264*	*112,60*
humidimètre pour plantes		
le capteur	934031	34,80
l'alimentation	934032	31,40
enregistrement à commande vocale	934039	45,80
capacimètre pour accus CdNi	934085	84,60
chargeur rapide pour accus au nickel métal	934098	47,20
platine d'expérimentation pour réalisations à CMS	934111	46,20

F183: SEPTEMBRE 1993

multimètre numérique pour PC en logique floue		
platine de l'interface	920049-2	219,00
ensemble du C.I. principal + logiciel ESS-1724 sur disquette 3½" *(comprise)*	920049-1	260,60
logiciel (disquette 3"½ comprise)	*ESS-1724*	*84,00*
émetteur FM de mesure stéréo	920155	192,00
phasemètre BF		
circuit imprimé du phasemètre	930046	145,80
circuit imprimé du module voltmétrique	920018	52,60
sélecteur de modules de port de ROM	930005	254,00
harmonic enhancer	930025	114,40
l'heure atomique pour votre PC		
ensemble de C.I. + ESS-1874	930058	103,20
logiciel (disquette 3"½ comprise)	*ESS-1874*	*84,00*

F184: OCTOBRE 1993

multimètre numérique pour PC en logique floue		
platine de l'interface	920049-2	219,00
ensemble du C.I. principal + logiciel ESS-1724 sur disquette 3½" *(comprise)*	920049-1	260,60
logiciel (disquette 3"½ comprise)	*ESS-1724*	*84,00*
ampère-heuremètre	930068	117,20

F185: NOVEMBRE 1993

tuner VHF/UHF pour câble (2 C.I. + ESS-7144)	930064	481,20
87C51H programmé (compris)	*ESS-7144*	*255,00*
mono-carte à 80535 (CI + ESS-6314)	930103	370,60
PROM + GAL 20V8-15 (comprises)	*ESS-6314*	*202,60*
préamplificateur-égaliseur I²C	930003	61,00
logiciel (disquette 5"¼ comprise)	*ESS-1864*	*84,00*
afficheur de fréquence universel	930034	104,20
station de soudage pour CMS	930065	79,60

F186: DÉCEMBRE 1993

HEXFET-60	930102	100,20
testeur de FETMOS de puissance	930107	254,00
interface sérielle à microcontrôleur	930073	36,80
ST6210 programmé (compris)	*ESS-7154*	*135,00*
stella	936073	81,60
pendulette multifonction	930055	73,40
ST62T15 programmé (compris) :		
horloge avec fonction d'alarme	*ESS-7114*	*112,60*
minuterie pour chambre noire	*ESS-7124*	*112,60*
minuteur de cuisine	*ESS-7134*	*112,60*

1994

F187: JANVIER 1994

système à trois voies actif	930016	180,40
SIM, un simulateur de 8051	*ESS-1934*	*267,00*
chargeur «reflex» à ICS1700	930074	58,00
I²C power switch	930091	48,00
hygromètre numérique (C.I. + ESS-6304)	930104	219,00
EPROM 27C64 programmée (comprise)	*ESS-6304*	*112,60*

F188: FÉVRIER 1994

mini-interface d'E/S logiciel (disq. 5"¼ compr.)	*ESS-1924*	*84,00*
inhibiteur de copybit (C.I. + ESS-6324)	930098	361,60
MACH110 + GAL 16V8 programmées (comprises)	*ESS-6324*	*330,00*
central de répartition Péritel	930122	110,80
testeur de bus I²C (C.I. + ESS-6344)	930128	282,80
GAL 6001 programmée (comprise)	*ESS-6344*	*240,00*
affichage alphanumérique I²C	930044	119,20
logiciel (disquette 5"¼ comprise)	*ESS-1854*	*84,00*

F189: MARS 1994

INTÉGRAL, l'ampli de puissance	936062-1	80,20
programmateur de PIC (C.I. + ESS-7614)	940048	565,00
PIC progr. (compris) + logiciel (disq. 3"½ compr.)	*ESS-7614*	*450,00*
télérupteur à commande IR	936066	75,40
moniteur MIDI	930059	108,40
anémo- & fluxmètre	940017	49,60

F190: AVRIL 1994

MONO-CARTE à 68HC11	930123	61,40
régulateur de régime pour perceuse min.	936060	80,20
INTÉGRAL, le préamplificateur	936062-2	206,20
MAJORDOME, le récepteur	940021-1	80,80

F191: MAI 1994

sonde différentielle	940018	65,60
réglage de volume à télécommande IR	930099	69,60
MAJORDOME, l'émetteur		
(ensemble C.I. + ESS 1914 + ESS 6374)	940021-2	285,20
EPROM programmée (comprise)	*ESS-6374*	*112,60*
logiciel de commande (disquette comprise)	*ESS-1914*	*84,00*
diapo-compteur	926043	82,20

F192: JUIN 1994

extension pour la mono-carte à 80C535		
(ensemble C.I. + ESS 1944)	940025	168,40
logiciel de commande (disq. 3"½ compr.)	*ESS-1944*	*84,00*
logiciel applications PC (disq. 3"½ compr.)	*ESS-946197*	*84,00*
amplificateur pour casque d'écoute	940016	146,80
prolongateur I²C	940057	62,20
consomètre de carburant	940045	51,20
baromètre électr. à indication de tendance	936033	179,80

F193/194: JUILLET/AOUT 1994

détartreur	944011-1	50,20
adaptateur manche de commande vers souris	944040-1	60,60
préampli de classe A en technologie discrète	944063-1	73,60
interface d'E/S Centronics	944067-1	75,40
mono-carte à 80C451	944069-1	127,60
étage de sortie audio robuste	944075-1	82,80
alarme de température excessive pour PC	944076-1	36,40
répétiteur optique pour sonnette de porte	944080-1	52,80
adaptateur SIMM 1 vers 4 Moctets	944094-1	133,40
platine d'expérimentation pour PIC	944105-1	152,00
émetteur de code RC5 pour la mono-carte à 80C5353		
(ensemble C.I. + ESS 946199-1)	944106-C	110,20
logiciel de commande (disq. 3"½ compr.)	*ESS-946199-1*	*84,00*
interfaçage d'une EEPROM X2404 au 8751		
logiciel de commande (disq. 5"¼ compr.)	*ESS-1894*	*84,00*

F195: SEPTEMBRE 1994

affichage de fréquence numérique	920161-1	98,60
voltmètre RMS vrai		
circuit imprimé	930108-1	95,80
face avant plastifiée autocollante	930108-F	134,20
pédale d'expression MIDI (C.I. + ESS 946635-1)	940019-1	228,80
EPROM 27C64 programmée (comprise)	*ESS-946635-1*	*117,00*
RS485, interface sérielle rapide	940035-1	54,40
effaceur d'EPROM intelligent	940058-1	76,40
tachymètre auto	940068-1	46,00
assembleur/simulateur µPIC (disq. 3"½ compr.)	*ESS-946196-1*	*84,00*

F196: OCTOBRE 1994

interrupteur acoustique	936052	93,80
indicateur de potentiel statique	940033-1	48,80
fréquencemètre 4 chiffres ½	940051-1	76,60
The Car-AMP, l'amplificateur	940078-1	119,20
moniteur d'alimentation de PC	940087-1	101,20

F197: NOVEMBRE 1994

veilleur de nuit	936054	80,40
silicon-disk	940085-C	406,60
EPROM 27256 programmée (comprise)	*ESS-946641-1*	*201,00*
chargeur de batterie de moto	940083-1	61,20
platine d'expérimentation pour ispLSI 1016	940093-C	183,60
exemple d'application (disq. 3"½ compr.)	*ESS-946204-1*	*84,00*
loupe pour lignes d'image TV	940065-C	224,80
PIC 16C54 programmé (compris)	*ESS-946643-1*	*174,00*

F198: DÉCEMBRE 1994

convertisseur parallèle - sérielle	930134-1	109,60
The Car-AMP, le convertisseur	940078-2	259,00
alimentation pour transceiver	940054-1	77,80

1995

F199: JANVIER 1995

convertisseur sinus triphasé	940077-C	450,40
GAL 16V8 programmée (comprise)	*ESS-946640-1*	*105,00*
EPROM 27C128 programmée (comprise)	*ESS-946640-2*	*135,00*
mini-capacimètre	940091-1	84,40
caviste	940098-1	92,20
mini-audio-DAC	940099-1	125,20
carte de diagnostic P.O.S.T.	950008-C	250,00
GAL 20V8 programmée (comprise)	*ESS-946639-1*	*93,00*
GAL 20V10 programmée (comprise)	*ESS-946639-2*	*111,00*

F200: FÉVRIER 1995

pendule murale à LED	930024-1	319,00
central de commutation MIDI	930101-1	128,00
SLIC, EEPROM à auto-chargement	940116-1	70,80
décodeur SURROUND	950012-1	159,40
distorsiomètre d'harmoniques	936024X	54,00

F201: MARS 1995

testeur de télécommande IR	940084-1	55,80
régulateur de régime pour moteurs asynchrones	940095-1	64,60
loupe pour micocontrôleur (CI + ESS-946203-1)	940117-C	127,40
disquette 3"½ (comprise)	*ESS-946203-1*	*99,00*
TÉLÉSWITCH, télécommutateur à base de PIC		
ensemble CI + ESS-946642-1	950010-C	189,00
PIC programmé (compris)	*ESS-956501-1*	*112,60*
générateur de fonctions numérique à DSP		
ensemble CI + ESS-956001-1 + ESS-956501-1	950014-C	418,00
disquette 3"½ (comprise)	*ESS-956001-1*	*157,60*
EPROM programmée (comprise)	*ESS-956501-1*	*112,60*
Paperware (manuel sur papier)	*950014-P*	*60,00*
étage de puissance « auto »	950024-1	82,00

F202: AVRIL 1995

MINI-PREAMP	930106-1	228,60
gradateur à télécommande IR	940109-1	83,20
carte pilote pour moteur pas à pas		
ensemble CI + ESS-956004-2 + ESS-956503-1	950038-C	411,40
disquette 3"½ (comprise)	*ESS-956004-2*	*30,00*
8751 programmé (compris)	*ESS-956503-1*	*285,00*
testeur de polarité audio	950040-1	44,20

F203: MAI 1995

limiteur de bruit dynamique	936064	87,60
TELLURIX	940055	35,20
analyseur MIDI (CI + ESS-956507-1)	940020-C	278,00
27256 programmée (comprise)	*ESS-956507-1*	*135,00*
programmateur FLASH (CI + ESS-946644-1)	950003-C	215,20
27C64 programmée (comprise)	*ESS-946644-1*	*117,00*
générateur de sinus Centronics (CI + ESS-956005-1)	950004-C	278,00
disquette 3"½ (comprise)	*ESS-956005-1*	*99,00*
testeur de capacité de cellules CdNi (CI + ESS-956506-1)	950051-C	203,80
ST62T15 programmé (compris)	*ESS-956506-1*	*147,00*

F204: JUIN 1995

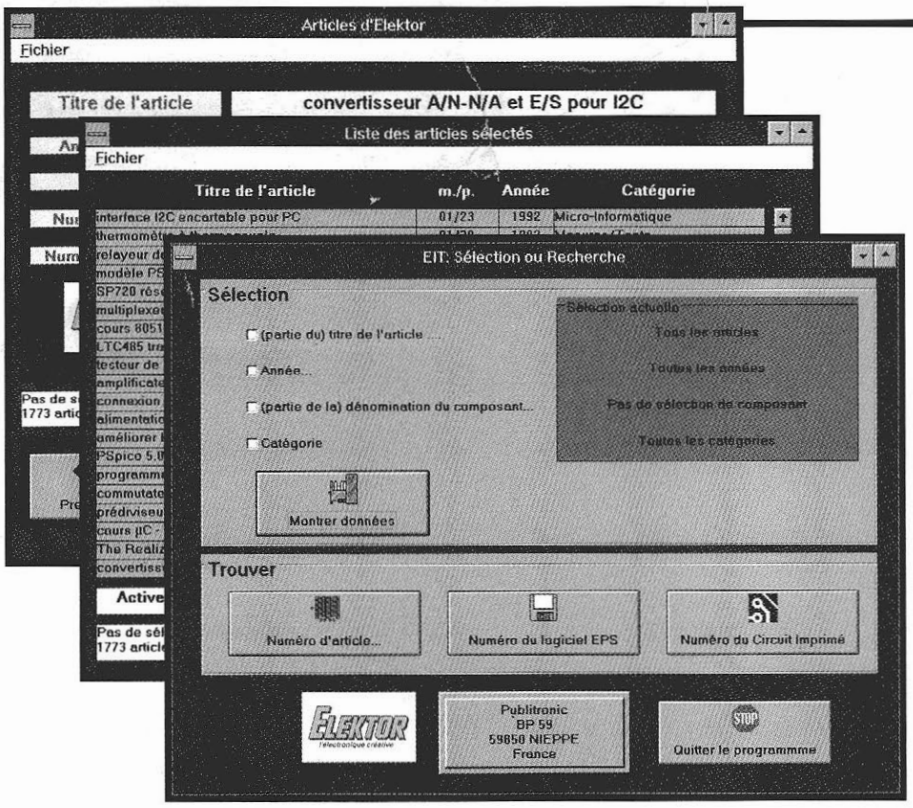
ampli d'exercice pour guitare électrique	926113	166,20
ampli de répartition VGA	950017-1	81,80
générateur de fonctions universel	950068-1	239,80
face avant plastifiée auto-collante	950068-F	144,20
recharge de piles alcalines	950065-1	53,80

F205/206: JUILLET/AOUT 1995

chargeur de batterie de moto	940083-I	61,20
interface PC-fax bidirectionnelle	954033-I	95,40
carte d'entrée/sortie élémentaire	954074-I	92,60
détartreur pour eaux calcaires	954080-I	45,60
tête de sonde active universelle	954093-I	64,40
potentiomètre actif	954099-I	76,40

F207: SEPTEMBRE 1995

« NONANTE »	930102	100,20
petit géné HF	950023-I	60,00
automate pour volets & stores roulants	950035-1	78,60
source de lumière constante	950050-1	38,60
carte-abri pour clé(s) de protection	950069-I	102,40
GAL 20V8 programmée (comprise)	*ESS-956511-1*	*81,00*
GAL 22V10 programmée (comprise)	*ESS-956512-1*	*96,00*
chargeur rapide universel (C.I. + ESS 956509-1)	950076-C	183,40
ST62T20 programmé (compris)	*ESS-956509-1*	*118,60*



– 20% pour les abonnés d'Elektor

EIT 95 la banque de données d'ELEKTOR

Oui, vous n'avez pas la berlue. En tant qu'abonné à Elektor, nous vous proposons une réduction de 20%, ni plus ni moins, sur EIT 95, Elektor Item Tracer 95, la banque de données de toutes les réalisations décrites dans Elektor depuis 1985. EIT 95 ne vous coûtera que 99 FF. Les lecteurs occasionnels non-abonnés à ELEKTOR payeront eux, pour avoir EIT 95, 125 FF.

Elektor est, pour nombre de ses lecteurs, un bien précieux qu'ils n'hésitent pas à feuilleter pour y trouver, qui des idées, qui une réalisation toute faite. Vous êtes à la recherche d'un amplificateur Hi-Fi, d'un gradateur programmable, voire d'une alimentation de laboratoire ? Elektor a, nous en sommes pratiquement certains, publié le montage dont vous rêvez. Mais dans quel numéro ? Existe-t-il un dessin de circuit imprimé, voire même une platine disponible auprès des adresses habituelles ? La dite réalisation comporte-t-elle des composants spéciaux délicats à dénicher ? Il suffit de quelques secondes à EIT 95 pour répondre à ces questions et à bien d'autres.

EIT 95 comprend tous les articles publiés dans Elektor, du numéro de janvier 1985 jusqu'au numéro de décembre 1994 inclus. Il s'agit d'un logiciel tournant sous Windows, ce qui est synonyme de confort d'utilisation et d'interface graphique accueillante.

La recherche peut se faire selon différents critères tels que :
- un titre (voire une partie de titre) d'article,
- une année spécifiée,
- un nom (ou partie de nom) de composant,
- une rubrique,
- un numéro de circuit imprimé ou de logiciel.

Il est bien évidemment possible d'obtenir l'impression des données obtenues en réponse aux critères de recherche. Le processus d'impression est piloté par Windows, de sorte qu'il ne devrait pas y avoir de problème de ce côté-là.

Quelles sont les exigences posées à l'ordinateur pour qu'il soit en mesure d'utiliser EIT 95 ?
- un processeur 80386 ou mieux,
- Microsoft Windows 3.1
- 4 Moctets de RAM au minimum,
- 2 Moctets d'espace disponible sur le disque dur au minimum.

EIT 95 vous intéresse?
Pour le commander utilisez le bon de commande prévu à cet effet dans le magazine.

ELEKTOR
l'électronique créative

NOUVEAU !

SCALP en kit !

Nous avons rassemblé pour vous, en un kit complet, tous les composants requis pour réaliser la carte SCALP décrite dans le nouveau livre

AUTOMATES PROGRAMMABLES EN BASIC

AVEC LE 8052 ET LE SCALP D'ELEKTOR

Dans ce kit, nous vous offrons une disquette avec l'un des meilleurs assembleurs du marché, lequel vous permettra d'exploiter efficacement la passerelle entre BASIC et ASSEMBLEUR du 8052

Pour obtenir le kit et la disquette, il suffit de retourner ce bon, une fois rempli, sous enveloppe affranchie, en l'adressant à

PUBLITRONIC • BP 59 • 59850 NIEPPE

accompagné du montant de votre commande

OFFRE RÉSERVÉE EXCLUSIVEMENT AUX PARTICULIERS

Port & emballage : *Ajoutez le forfait selon les articles désirés. Le forfait maximum est de 30 FF. PORT GRATUIT à partir de 300 FF.*

BON DE COMMANDE

Regroupez ici l'ensemble de votre commande

PORT – Circuits : 5 FF par circuit jusqu'à 5 pièces, puis forfait 30 FF à partir du 6ème ou 30 FF pour un livre seul ou avec circuit, ou K7 vidéo.

Nouveautés

	quantité	prix unitaire	prix total
Amplificateurs Hi-Fi haut de gamme	☐	229 FF	..... FF
Multimédia ? Pas de panique !	☐	169 FF	..... FF
Le manuel du bus I2C	☐	259 FF	..... FF
Le manuel des microcontroleurs	☐	229 FF	..... FF
Alarme ? Pas de panique !	☐	95 FF	..... FF
Environnement et pollution	☐	159 FF	..... FF
Automates programmables en BASIC	☐	249 FF	..... FF
Amplis à tubes pour guitare et Hi-Fi	☐	229 FF	..... FF
J'exploite les interfaces de mon PC	☐	155 FF	..... FF
Éclairage halogène	☐	99 FF	..... FF
Thyristors & triacs	☐	199 FF	..... FF
Votre PC à la carte	☐	259 FF	..... FF
Le manuel des GAL	☐	275 FF	..... FF
L'art de l'amplificateur opérationnel	☐	155 FF	..... FF
Logique floue & régulation PID	☐	188 FF	..... FF
Microcontrôleurs PIC à structure RISC	☐	95 FF	..... FF
Apprenez la conception des montages	☐	95 FF	..... FF
Apprenez la mesure des circuits analogiques	☐	95 FF	..... FF
Apprenez à utiliser le microcontrôleur 8051	☐	95 FF	..... FF
Électronique et programmation pour débutants	☐	95 FF	..... FF
Le cours technique	☐	69 FF	..... FF
L'électronique ? Pas de panique ! vol. 1	☐	159 FF	..... FF
L'électronique ? Pas de panique ! vol. 2	☐	159 FF	..... FF
L'électronique ? Pas de panique ! vol. 3	☐	159 FF	..... FF
Guide des circuits intégrés	☐	169 FF	..... FF

circuits et logiciels

	quantité	prix unitaire	prix total
300 Circuits	☐	119 FF	..... FF
301 Circuits	☐	119 FF	..... FF
302 Circuits	☐	129 FF	..... FF
303 Circuits	☐	163 FF	..... FF
304 Circuits	☐	169 FF	..... FF
Créations électroniques	☐	119 FF	..... FF
Guide des applications vol. 1	☐	198 FF	..... FF
Guide des applications vol. 2	☐	199 FF	..... FF
Cassette Vidéo : Rési & Transi	☐	SECAM	☐ PAL
La conquête de l'électronique	☐	167 FF	..... FF
Elektor Hors-Série Hautes Fréquences HF-1	☐	50 FF	..... FF
ITEM TRACER (abonnés)	☐	99 FF	..... FF
ITEM TRACER (non-abonnés)	☐	125 FF	..... FF
EPS..886127	☐	89,20 FF	..... FF
EPS..924101	☐	39,60 FF	..... FF
EPS..924102	☐	35,80 FF	..... FF
EPS..926001-A	☐	208 FF	..... FF
EPS..920012	☐	96 FF	..... FF
EPS..920003	☐	93,20 FF	..... FF
EPS..890183	☐	101,60 FF	..... FF
.....	☐	..... FF	..... FF
.....	☐	..... FF	..... FF

PUBLITRONIC

Total à reporter ..... FF

TOTAL ..... FF

REPORT ..... FF

PORT (GRATUIT POUR UN MONTANT DE 300 FF OU PLUS) ..... FF

TOTAL À PAYER ..... FF

COMMANDEZ AUSSI PAR MINITEL 3615 + ELEKTOR (1,01 F/min)

OFFRE RÉSERVÉE EXCLUSIVEMENT AUX PARTICULIERS

Nom : ..... Prénom : .....

Adresse : .....

Code Postal : .....

Pays-DOM/TOM : .....

Je commande

.... exemplaire(s) du kit SIMCAD avec son logiciel à 859 FF l'unité, soit ..... FF

.... exemplaire(s) du kit SCALP avec son assembleur à 859 FF l'unité, soit ..... FF

forfait port+emballage par commande ..... GRATUIT

TOTAL : ..... FF

Ci-joint ..... FF

❑ chèque bancaire/CCP établi à l'ordre de *PUBLITRONIC*

❑ *justification de virement au CCP de Lille nº 7.472.29.A libellé à PUBLITRONIC*

❑ carte bancaire (complétez et signez ci-dessous s.v.p.)

nº de carte de crédit : CB VISA **date de validité :**

signature :

nom : ..... prénom : .....

adresse : .....

code postal : .....

(Pays/Dom-Tom) : .....

Je commande .... exemplaire(s) de la Table des Matières d'Elektor **ET95**

Je suis abonné (mentionner le numéro ici s.v.p. : .....) et paie 99 FF l'unité, soit ..... FF

Je ne suis pas abonné et paie 125 FF l'unité, soit ..... FF

Total : ..... FF

Ci-joint ..... FF

par ❑ chèque bancaire / CCP établi à l'ordre de *PUBLITRONIC*

❑ Justification de virement au CCP de *LILLE* nº 7.472.29.A *libellé à PUBLITRONIC*

❑ carte bancaire (complétez et signez ci-dessous s.v.p.)

Nº de carte de crédit : CB carte bleue VISA Date de validité : Signature:

Envoyez sous enveloppe affranchie à : **PUBLITRONIC – B.P. 59 59850 NIEPPE**

Veuillez compléter très lisiblement, en vous limitant au nombre de cases, merci

nº 208

nom et prénom :

adresse ou complément d'adresse :

adresse ou lieu-dit :

code postal : bureau distributeur :

(Pays/Dom-Tom) :

Ci-joint ..... FF

par ❑ carte bancaire

❑ chèque bancaire

❑ CCP à *PUBLITRONIC*

❑ mandat à *PUBLITRONIC*

ou ❑ Justification de virement au CCP de *LILLE* nº 7.472.29.A *libellé à PUBLITRONIC*

CB carte bleue VISA

Nº

Date Validité

Signature

Envoyez sous enveloppe affranchie à : **PUBLITRONIC – B.P. 59 59850 NIEPPE**

ÉTRANGER : PAR CARTE VISA OU MANDAT UNIQUEMENT

❑ Cochez si vous êtes déjà abonné

ABONNEMENT ELEKTOR

L'année compte 11 parutions dont un numéro double en juillet/août. La réception du règlement avant le 10, vous permettra d'être servi le mois suivant.
En cas de réabonnement, joignez votre étiquette d'envoi s.v.p.

France	*Étranger ou DOM/TOM*		*Belgique en FB*	*Suisse* en FS*
	surface	*avion*		
250 FF	360 FF	480 FF	1800 FB	89 FS

** Pour la Suisse, adressez-vous à : URS MEYER – CH2052 FONTAINEMELON*
** Pour la Belgique virement au CCP 000–1347214 – 78 à Warneton*

ANCIENS NUMÉROS ELEKTOR : *CERCLEZ les numéros désirés.*

1989	127	128	129	130	131	132	133*134	135	136	137	138
1990	139	140	141	142	143	144	145*146	147	148	149	150
1991	151	152	153	154	155	156	157*158	159	160	161	162
1992	163	164	165	166	167	168	169*170	171	172	173	174
1993	175	176	177	178	179	180	181*182	183	184	185	186
1994	187	188	189	190	191	192	193*194	195	196	197	198
1995	199	200	201	202	203	204	205*206	207	208		

Prix par exemplaire, port (surface) inclus :
35 FF (60 FF*) le premier ou seul nº demandé
et 25 FF (50 FF*) les nºs suivants.
(* nºs doubles)

ANCIENS NUMÉROS ELEX :

Tarif 33 FF pour le premier ou seul exemplaire, puis 23 FF pour chacun des numéros suivants.
ATTENTION ! Les numéros 4, 5, 6 et 7 sont épuisés.

CASSETTE DE RANGEMENT : 49 FF

Emballage + port (surface) : 15 FF pour 1 cassette
30 FF pour 2 (ou plus)

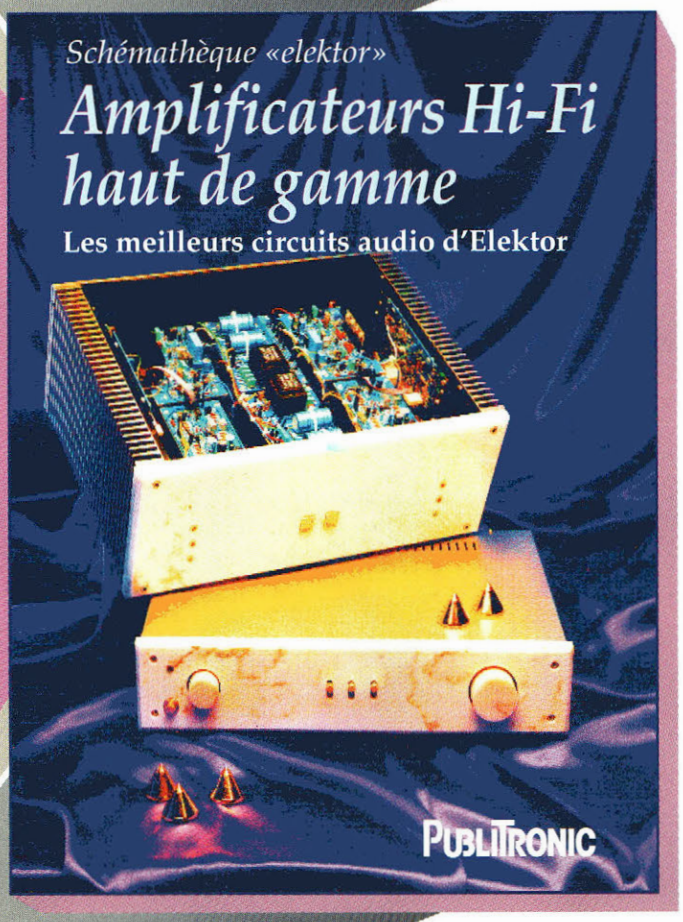
UTILISEZ LE BON DE COMMANDE AU VERSO
COMPLÉTEZ CI-CONTRE ET JOIGNEZ VOTRE RÈGLEMENT.

MORCEAUX DE ROI

UNE SÉLECTION DES MEILLEURS CIRCUITS AUDIO D'ELEKTOR COMPLÉTÉE PAR DES INÉDITS

POUR CONNAISSEURS RAFFINÉS

Un nouveau livre de la bibliothèque Publitronic



Demandez ce livre à votre libraire
ou à votre revendeur de composants
ou commandez-le chez PUBLITRONIC • BP59 • 59850 NIEPPE
soit par MINITEL (3615 code Elektor – 1,01 FF/minute)
soit avec le bon de commande encarté à la fin
de cette revue

256 pages
sous couverture cartonnée
229 FF + port

PUBLITRONIC

LA M[illegible]SE DES OUTILS

LE MANUEL DES MICROCONTRÔLEURS 8032, 8051 & 80535 ET LEURS FAMILLES

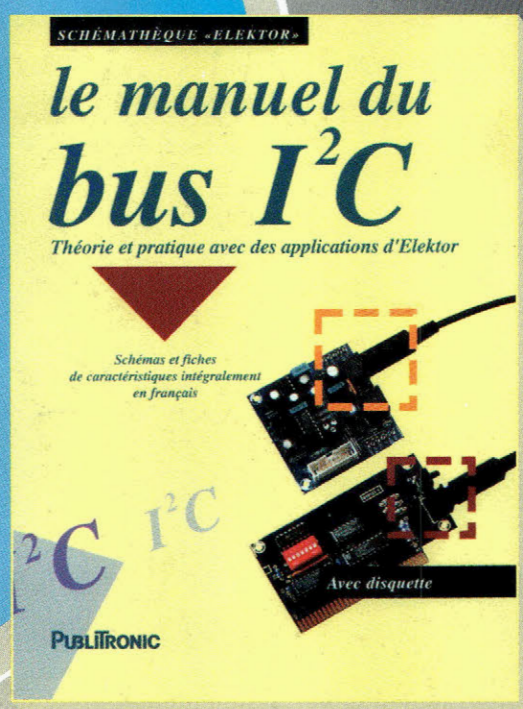
CONCEPTION & PROGRAMMATION D'AUTOMATES

Conçu comme un support d'apprentissage autodidacte autour du célèbre moniteur EMON 52 pour vous apprendre non seulement à programmer des automates, mais aussi à concevoir des cartes à microcontrôleurs entièrement autonomes, ceci est un livre à lire devant le clavier du PC, le fer à souder à la main.

272 pages – couverture cartonnée avec disquette 3,5 pouces
229 FF + port

Avec une offre spéciale (jusqu'à 35% de réduction) sur le prix de certains logiciels associés à ce livre.

Un nouveau livre de la bibliothèque Publitronic



LE MANUEL DU BUS I²C
THÉORIE ET PRATIQUE AVEC DES APPLICATIONS D'ELEKTOR
SCHÉMAS ET FICHES DE CARACTÉRISTIQUES EN FRANÇAIS

Voici votre ticket pour le bus I²C. Ne le ratez pas !

344 pages • 259 FF + port
sous couverture cartonnée
avec disquette 3,5 pouces
(3 logiciels ESS GRATUITS)

PUBLITRONIC

Demandez ces livres à votre libraire
ou à votre revendeur de composants
ou commandez-les chez PUBLITRONIC • BP59 • 59850 NIEPPE
soit par MINITEL (3615 code Elektor – 1,01 FF/minute)
soit avec le bon de commande encarté à la fin de cette revue

LES OUTILS DE LA MAÎTRISE